СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ-КОНСТРУКТОРА

СПРАВОЧНИК
РАДИОЛЮБИТЕЛЯ-
КОНСТРУКТОРА

МАССОВАЯ
РАДИО-
БИБЛИОТЕКА

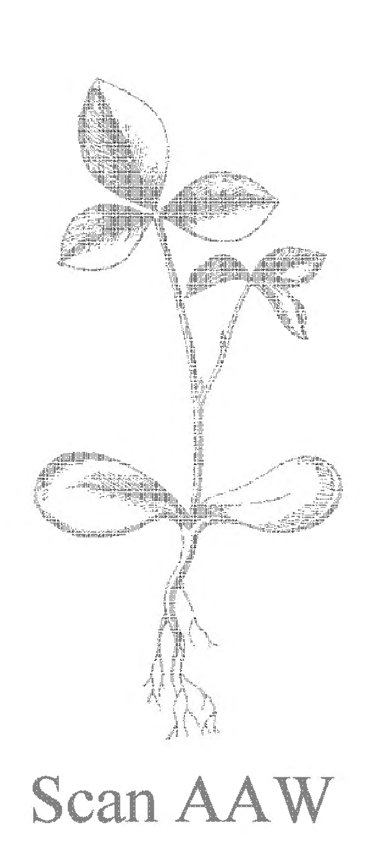
Основана в 1947 году

ВЫПУСК 1043

СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ-КОНСТРУКТОРА

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ
И ДОПОЛНЕННОЕ

МОСКВА
«РАДИО И СВЯЗЬ»
1983



ББК 32.85
С74
УДК 621.396.6(03)

С74 **Справочник** радиолюбителя-конструктора.— 3-е изд., перераб. и доп.— М.: Радио и связь, 1983.— 560 с., ил.— (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1043).

В пер. 4 р. 90 к.

Справочник содержит рекомендации по выбору схем, конструированию, монтажу и налаживанию радиоприемников, телевизоров, магнитофонов и любительских КВ и УКВ передатчиков. Приведены справочные данные по электровакуумным, полупроводниковым приборам, интегральным микросхемам и другим радиодеталям.

Второе издание вышло в 1977 г.

Предназначен для широкого круга радиолюбителей.

С $\frac{2402020000-043}{046(01)-83}$ 196—82 **ББК 32.85**

6Ф2.1

Редакция научно-популярной литературы и массовой радиобиблиотеки

СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ-КОНСТРУКТОРА

Редактор Н. И. Чистяков
Редактор издательства Т. В. Жукова
Переплет художника В. П. Карпова
Художественный редактор Г. Н. Кованов
Технические редакторы К. Г. Игумнова, Л. А. Горшкова
Корректор Т. Г. Захарова

ИБ № 236

Сдано в набор 09.11.81. Подписано в печать 09.02.83.
Т-04649. Формат $70\times100/_{16}$. Бумага типогр. № 3. Гарнитура литературная
Печать офсетная. Усл. печ. л. 45,5 Усл. кр.-отт. 45,5 Уч.-изд. л. 61,44 Доп. тираж 100 000 экз,
Изд. № 19454 Зак. № 663 Цена 4 р. 90 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Москва, 129041, Б. Переяславская ул., 46

ПРЕДИСЛОВИЕ К ТРЕТЬЕМУ ИЗДАНИЮ

На выставках лучших образцов радиолюбительского творчества, регулярно организуемых в разных городах страны, мы встречаем сотни конструкций приборов и аппаратов, отличающихся новизной принципов, высокими качественными показателями, оригинальностью конструктивного оформления. Их авторы — радиолюбители всех возрастов и профессий.

Многие ведущие конструкторы, выдающиеся ученые-исследователи и изобретатели не только в радиотехнике, но и в других областях, начинали свой творческий путь с радиолюбительства. Самостоятельный монтаж и налаживание радиотехнических и электронных устройств, вначале сравнительно простых, а в дальнейшем и все более сложных, экспериментальная работа с этими устройствами не только интересны и увлекательны; они — эффективный путь к развитию инженерной интуиции, уверенности и настойчивости в решении трудных научно-технических задач. Эти качества обычно сохраняются затем на всю жизнь.

Путь в радиолюбительство открыт для каждого, кто пожелает посвятить свой досуг интересному и полезному делу. Имеется обширная литература; в радиоклубах можно получить исчерпывающую консультацию; непрерывно растет ассортимент материалов, элементов, готовых узлов и приборов, наборов деталей, которые можно найти в радиомагазинах.

Чаще всего первые опыты сборки простых усилителей и приемников начинаются еще в школе — в радиокружке и в кабинете физики. В старших классах юный радиолюбитель часто уже обладает основательными практическими навыками, а школьные курсы физики и математики добавляют к ним научную базу, достаточную для углубленного ознакомления с основами электротехники, электроники и радиотехники.

Учащемуся старших классов средней школы и ПТУ доступны брошюры «Массовой радиобиблиотеки» и статьи журнала «Радио», в которых он получает хорошо проверенные на практике указания к осуществлению разнообразных и подчас сравнительно сложных конструкций. Настольными книгами становятся учебники, которые также регулярно выпускаются в МРБ.

Следующий этап — самостоятельная разработка образцов новой аппаратуры, отличающихся от существующих техническими характеристиками, отвечающих более высоким требованиям, либо полностью оригинальных. На этом этапе и уровне деятельности значительным подспорьем для радиолюбителя становится справочная литература. Из справочников можно получить нужные сведения о типичных схемах и параметрах отдельных цепей и узлов разрабатываемой аппаратуры, о методике их ориентировочного расчета, о рекомендуемых для них компонентах, о способах изготовления и налаживания узлов и устройств в целом и т. п.

«Справочник радиолюбителя-конструктора», уже выходивший в двух изданиях, используется сотнями тысяч радиолюбителей. Получаемые издательством отзывы показывают, что приводимые в нем материалы очень нужны в практической работе. В немалой степени этому способствовало то, что авторы разделов справочника имели немалый собственный опыт радиолюбительского творчества и поэтому хорошо представляют себе интересы читательской аудитории.

Большая заслуга в организации авторского коллектива, участвовавшего в подготовке первого издания (1973 г.) и в его редактировании, принадлежит Р. М. Малинину. Этот справочник послужил основой для второго, переработанного и дополненного издания (1977 г.), двухсоттысячный тираж которого разошелся сразу после поступления книги в магазины. Это обстоятельство послужило одним из поводов для подготовки данного, третьего издания справочника.

Другой причиной, сделавшей необходимым выпуск этой книги, является быстрое изменение и развитие элементной и схемотехнической базы радиолюбительства. Потребовалось расширить и обновить таблицы справочных данных и описания типичных радиолюбительских конструкций аппаратуры; существенно пересмотреть ряд разделов. Поскольку развитие материальной базы радиолюбительской практики отнюдь не проявляет тенденции к замедлению, издательство «Радио и связь» намерено и в дальнейшем регулярно публиковать подобные книги. Одновременно с выпуском данного издания начинается подготовка нового справочника, который предполагается выпустить в текущем пятилетии.

В подготовке справочника участвовали Н. М. Борисов (разд. 8), А. А. Бокуняев (разд. 9), Р. Г. Варламов (разд. 11), М. Д. Ганзбург (§ 5.2), Е. Н. Гумеля (разд. 2), Г. А. Горячева (§ 12.1—12.8), Ю. А. Индлин (§ 4.3—4.5), Л. М. Капчинский (разд. 13), В. Г. Корольков (§ 4.6, 5.1, 5.3—5.7), Л. С. Лаповок (разд. 7), Л. Г. Лишин (разд. 6), Б. Н. Лозицкий (разд. 10), В. А. Подолян (§ 12.19), С. К. Сотников (разд. 3), А. П. Сырицо (§ 4.1, 4.2), Я. А. Толкачева (§ 12.15—12.18), В. А. Терехов (§ 12.11—12.14), Р. К. Томас (§ 12.20), Н. И. Чистяков (разд. 1).

Авторы и редакционная коллегия МРБ обращаются к читателям с просьбой присылать свои пожелания, замечания и отзывы об этой книге, а также рекомендации по дальнейшему улучшению справочной литературы, которые будут с благодарностью приняты и учтены при подготовке новых книг для радиолюбителей.

Отзывы, замечания и предложения просим присылать по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», Массовая радиобиблиотека.

Доктор техн. наук, профессор
Н. И. ЧИСТЯКОВ

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ, ПРИНЯТЫЕ В СПРАВОЧНИКЕ

Сокращенные обозначения единиц физических величин

А — ампер — единица силы электрического тока
А • ч — ампер-час — единица количества электричества; емкости гальванического, аккумуляторного элемента, батареи
В — вольт — единица электрического напряжения
В • А — вольт-ампер — единица полной электрической мощности
В/м — вольт на метр — единица напряженности электрического поля
вар — единица реактивной мощности
Вб — вебер — единица магнитного потока
Вт — ватт — единица электрической мощности
г — год
г — грамм — единица массы
Гн — генри — единица индуктивности и взаимоиндуктивности
ГГц — гигагерц (1 млрд Гц = 1000 МГц)
Гс — гаусс — единица магнитной индукции (1 Гс = 10^{-4} Тл)
Гц — герц — единица частоты
дБ — децибел — логарифмическая единица относительного уровня электрического или акустического сигнала
К — кельвин — единица температуры
кВ — киловольт (1000 В)
кВт — киловатт (1000 Вт)
кВт • ч — киловатт-час — единица электрической энергии (1000 Вт • ч)
кг — килограмм
кГц — килогерц (1000 кГц)
кд — кандела — единица силы света
кд/$м^2$ — кандела на квадратный метр — единица яркости
Кл — кулон — единица количества электричества, электрического заряда
км — километр
кОм — килоом (1000 Ом)
л — литр
м — метр
м/с — метр в секунду — единица скорости
мА — миллиампер (0,001 А)
мВ — милливольт (0,001 В)
мВ/м — милливольт на метр (0,001 В/м)
мВт — милливатт (0,001 Вт)
мГн — миллигенри (0,001 Гн)
МГц — мегагерц (1 млн. Гц)
мин — минута
мкм — микрометр (0,001 мм)
мкА — микроампер (0,001 мА)
мкВ — микровольт (0,001 мВ)
мкВ/м — микровольт на метр — единица напряженности электрического поля
мкВт — микроватт (0,001 мВт)
мкГн — микрогенри (0,001 мГн)
мкс — микросекунда (одна миллионная доля секунды)
мкСм — микросименс (одна миллионная доля сименса)
мкФ — микрофарада (одна миллионная доля фарады)
мм — миллиметр
МОм — мегаом (1 млн. Ом)
Н — ньютон — единица силы
нс — наносекунда (0,001 мкс)
нФ — нанофарада (1000 пФ = 0,001 мкФ)
Ом — единица электрического сопротивления
Па — паскаль — ньютон на квадратный метр (единица давления)
пФ — пикофарада (одна миллионная доля микрофарады)
с — секунда
См — сименс — единица электрической проводимости
см/с — сантиметр в секунду — единица скорости
Тл — тесла — единица магнитной индукции
ч — час
Ф — фарада — единица электрической емкости
°С — градус Цельсия — температура, разность температур

Сокращения терминов, аббревиатуры

АМ — амплитудная модуляция; амплитудно-модулированный
АМС — амплитудно-модулированный сигнал
АПЧГ — автоматическая подстройка частоты гетеродина
АПЧиФ — автоматическая подстройка частоты и фазы
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
АРУ — автоматическое регулирование усиления; автоматический регулятор усиления
АСУ — автоматическая система управления
БИС — большие интегральные схемы
ВАХ — вольт-амперная характеристика
ВЧ — высокая частота; высокочастотный
ГОСТ — государственный стандарт СССР
ДВ — длинные волны; длинноволновый
ДМВ — дециметровые волны
ДУ — дистанционное устройство
ЗГ — задающий генератор
ЗЧ — звуковые частоты
КВ — короткие волны; коротковолновый
КМОП — комплементарные (дополнительные) структуры металл-окисел-полупроводник
КОС — комбинированная обратная связь
КБВ — коэффициент бегущей волны
к.п.д. — коэффициент полезного действия
КПЕ — конденсатор переменной емкости
МВ — метровые волны
МСЭ — Международный союз электросвязи
МЭК — Международный электротехнический комитет
НЧ — низкая частота; низкочастотный
ОБ — общая база

ООС — отрицательная обратная связь
ОУ — операционный усилитель
ОЭ — общий эмиттер
ПОС — положительная обратная связь
ПЧ — промежуточная частота
РВ — радиовещание; радиовещательный
РЧ — радиочастота; радиочастотный
РЭА — радиоэлектронная аппаратура
САР — система автоматического регулирования
СВ — средние волны; средневолновый
СД — синхронный детектор
СМ — смеситель
СТ СЭВ — стандарт СЭВ
СЭВ — Совет Экономической Взаимопомощи социалистических стран
ТВ — телевидение; телевизионный
ТКС — температурный коэффициент сопротивления
ТТЛ — транзисторно-транзисторная логика
УВЧ — усилитель высокой частоты; усиление высокой частоты
УЗЧ — усилитель звуковой частоты
УКВ — ультракоротковолновый; ультракороткие волны
УМ — умножитель мощности
УПТ — усилитель постоянного тока
УПЧ — усилитель промежуточной частоты
УПЧИ — усилитель промежуточной частоты изображения
УРЧ — усилитель радиочастоты
ФАПЧ — фазовая автоподстройка частоты
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФОС — фильтр основной селекции
ФСС — фильтр сосредоточенной селекции
ЭДС — электродвижущая сила
ЧМ — частотная модуляция; частотно-модулированный
ЧМС — частотно-модулированный сигнал

Классификация волновых и частотных диапазонов

Диапазон сантиметровых волн 1—10 см (f = 30 ГГц — 3 ГГц)

Диапазон дециметровых волн 10—100 см (f = 3 ГГц — 300 МГц)

Диапазон метровых волн 1—10 м (f = = 300 МГц — 30 МГц)

Диапазон декаметровых волн 10—100 м (f = 30 МГц — 3 МГц)

Диапазон гектаметровых волн 100—1000 м (f = 3 МГц — 300 кГц)

Диапазон километровых волн 1000—10 000 м (f = 300 кГц — 30 кГц)

УКВ радиовещательный и телевизионный диапазоны волн включают в себя полосы частот, выделенные из диапазонов метровых и дециметровых волн.

Коротковолновые радиовещательные диапазоны волн являются частями диапазона декаметровых волн.

Средневолновый радиовещательный диапазон волн представляет собой полосу частот внутри диапазона гектаметровых волн (525—1605 кГц).

Длинноволновый радиовещательный диапазон волн образуется полосами частот, выделенных из диапазонов гектаметровых и километровых волн (150—408 кГц).

Низкие частоты (НЧ) 30—300 кГц.

Высокие частоты (ВЧ) 3 МГц—30 МГц.

Очень высокие частоты (ОВЧ) 30 МГц — 300 МГц.

Ультравысокие частоты (УВЧ) 300 МГц — 3000 МГц.

Сверхвысокие частоты (СВЧ) 3 ГГц — 30 ГГц.

Обозначения на электрических схемах

Для обозначения видов токов, электрических сигналов, импульсов и полярности электрических напряжений применяют следующие символы:

Постоянный ток =

Положительная полярность +

Отрицательная полярность −

Переменный ток, общее обозначение; ток частотой 50 Гц

Ток (сигнал) ЗЧ

Ток (сигнал) ВЧ

Сигнал переменной частоты

Сигнал, состоящий из несущей частоты с двумя боковыми полосами частот

Сигнал, состоящий из несущей частоты и верхней боковой полосы частот

Сигнал, состоящий из несущей частоты и нижней боковой полосы частот

Сигнал, состоящий из одной боковой полосы частот (несущая частота подавлена)

Прямоугольный импульс положительной полярности

Прямоугольный импульс отрицательной полярности

Остроугольный импульс положительной полярности

Остроугольный импульс отрицательной полярности

Пилообразный импульс положительной полярности

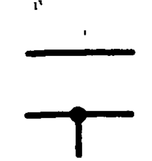
Трапецеидальный импульс положительной полярности

Графические условные обозначения электрических проводов, кабелей, экранов, коммутационных устройств, резисторов и конденсаторов

Провода, кабели, экраны

Провод электрический

Ответвление от провода, соединение проводов



Провода пересекаются без электрического контакта между ними

Электрическая цепь продолжается за пределами схемы

Стрелка на проводе указывает направление распространения сигнала

Экранированный провод

или

Частично экранированный провод

Коаксиальный кабель

Соединение с корпусом прибора

Соединение с землей

Экран элемента или группы элементов

Коммутационные устройства

Контакт коммутационного устройства (выключателя, электрического реле) замыкающий; общее обозначение. Выключатель однополюсный

То же, для коммутации сильноточной цепи

То же, с механической связью с другим элементом

Контакт коммутационного устройства размыкающий; общее обозначение

Контакт коммутационного устройства размыкающий с механической связью с другим элементом

Контакт коммутационного устройства переключающий; общее обозначение. Однополюсный переключатель на два направления

Контакт коммутационного устройства переключающий без размыкания цепи

Переключатель однополюсный трехпозиционный с нейтральным положением

То же, с самовозвратом в нейтральное положение

Выключатель кнопочный однополюсный нажимной с замыкающим контактом с самовозвратом

Выключатель кнопочный однополюсный нажимной с размыкающим контактом

Переключатель кнопочный однополюсный нажимной с возвратом вторичным нажатием кнопки

Переключатель кнопочный однополюсный нажимной с возвратом посредством отдельного привода, например нажатием специальной кнопки (сброс)

Переключатель двухполюсный трехпозиционный с нейтральным положением

Переключатель двухполюсный трехпозиционный с самовозвратом в нейтральное положение

Переключатель однополюсный многопозиционный, например трехпозиционный переключатель диапазонов радиоприемника; часть многополюсного многопозиционного переключателя

КВ СВ ДВ

То же, с безобрывным переключением

Выключатель многополюсный, например трехполюсный

Переключатель многополюсный двухпозиционный, например трехполюсный

Переключатель многополюсный независимых цепей, например четырех

1 2 3 4

Контакт «неразборного» соединения, например осуществленного пайкой

Контакт «разборного» соединения, например с помощью зажима


Колодка зажимов с разборными контактами, например с четырьмя зажимами
1
2
3
4
или
1 2 3 4
Разъемное однополюсное соединение
Штырь разъемного соединения
Гнездо разъемного соединения
Штыревая часть коаксиального разъема
Гнездовая часть коаксиального разъема
Штыревая часть многопроводного разъема, например четырехпроводного
или
1
2
3
4
Гнездовая часть многопроводного разъема, например четырехпроводного
или
1
2
3
4
Перемычка коммутационная, размыкающая цепь
Перемычка коммутационная переключающая
Вставка-переключатель (четыре варианта соединения четырех цепей)
1 2 3
Обмотка электрического реле, контактора, общее обозначение
Обмотки двухобмоточного электрического реле
Реле электромагнитное, например с замыкающим и размыкающим контактами (контакты реле могут быть расположены на схеме в удалении от обмотки)
Реле электромагнитное поляризованное на два направления тока в обмотке, с нейтральным положением (контакт, обозначенный точкой (черточкой)), замыкается при приложении положительного полюса напряжения к выводу обмотки, обозначенному точкой (черточкой)
P
Реле электромагнитное поляризованное на одно направление тока в обмотке, без самовозврата
P
Реле тепловое, например с замыкающим контактом
Гнездо штепсельное телефонное двухпроводное
Штепсель телефонный двухпроводный
Резисторы постоянные
Общее обозначение
С отводами
С номинальной мощностью рассеяния 0,05 Вт
То же, 0,125 Вт
То же, 0,25 Вт
То же, 0,5 Вт
То же, 1 Вт

То же, 2 Вт

То же, 5 Вт

То же, 10 Вт

Варистор

Терморезистор прямого нагрева

Терморезистор с подогревом

Фоторезистор

Резисторы переменные и подстроечные

Переменный резистор, реостат, общее обозначение

Переменный резистор, используемый в качестве потенциометра

Переменный резистор с отводами

Переменный резистор с выключателем, изображенным совместно с ним

Переменный резистор с выключателем, изображенным раздельно от него

Переменный резистор сдвоенный

Подстроечный реостат

Подстроечный резистор-потенциометр

Дополнительные знаки у обозначений переменных и подстроечных резисторов

Регулирование ручкой, выведенной наружу

Регулирование инструментом, ось выведена наружу устройства

Регулирование инструментом, элемент регулирования внутри устройства

Ступенчатое регулирование

Конденсаторы

Постоянной емкости, общее обозначение

Электролитический полярный

Электролитический неполярный

Постоянной емкости, двухсекционный (у вывода анодов двухсекционного электролитического конденсатора ставят знак +)

Проходной; дуга обозначает корпус, внешний электрод

Опорный

Переменной емкости (дуга или точка обозначает ротор)

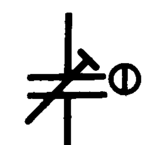
Многосекционный, например двухсекционный, переменной емкости (блок КПЕ) (конденсаторы, входящие в блок, могут быть разнесены по схеме)

Переменной емкости, дифференциальный

Подстроечный, общее обозначение

Подстроечный, регулирование инструментом, ось выведена наружу

Подстроечный, регулирование инструментом, ось внутри устройства



Примечания: 1. Число, стоящее около графического обозначения резистора, указывает его номинальное сопротивление. Если после числа нет обозначения единицы, сопротивление выражено в омах. Если после числа стоит буква К или М, сопротивление выражено в килоомах или в мегаомах соответственно. Примеры: 4,7 — следует читать 4,7 Ом; 150 — следует читать 150 Ом; 150 К — следует читать 150 кОм; 4,7 М — следует читать 4,7 МОм.

2. Число около графического обозначения конденсатора указывает его номинальную емкость. Если обозначение после целого числа отсутствует или после числа с дробью имеются буквы пФ, емкость выражена в пикофарадах.

Если около обозначения конденсатора стоит число в виде десятичной дроби или в виде целого числа, после которого запятая и нуль (обозначение единицы отсутствует), емкость выражена в микрофарадах. Примеры: 10 — следует читать 10 пФ; 3,3 пФ — следует читать 3,3 пФ; 3,3 мкФ — следует читать 3,3 мкФ; 0,1 мкФ — следует читать 0,1 мкФ.

У обозначения электролитического конденсатора дополнительно указывают его номинальное напряжение в вольтах.

3. Если около конденсатора переменной емкости или подстроечного конденсатора одно число, это его максимальная емкость; если же стоят два числа, разделенные знаком тире, первое из них указывает минимальную, а второе максимальную емкость в пикофарадах.

4. Емкость конденсатора (или сопротивление резистора), около обозначения которого стоит звездочка, является ориентировочной и должна быть подобрана при налаживании аппаратуры.

Графические условные обозначения полупроводниковых приборов

Полупроводниковые диоды

Диод выпрямительный; столб выпрямительный:
а — анод; *к* — катод

Туннельный диод

Обращенный диод

Стабилитрон; опорный диод

Стабилитрон с двусторонней проводимостью

Варикап

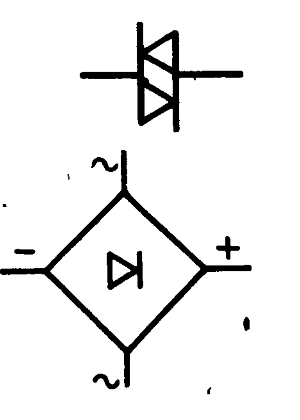
Варикапная сборка

Светодиод

Фотодиод

Двунаправленный диод

Выпрямительный однофазный диодный мост (схема Греца)



Тиристоры

Диодный (динистор): *а* — анод; *к* — катод

Диодный симметричный

Триодный (тринистор), незапираемый, с управлением по аноду; *а* — анод; *к* — катод; *у* — управляющий электрод

Триодный (тринистор), незапираемый, с управлением по катоду

Триодный (тринистор), запираемый, с управлением по аноду

Триодный (тринистор), запираемый, с управлением по катоду

Триодный симметричный, незапираемый (симистор)

Транзисторы

Бескорпусной структуры *n-p-n* (например, в микросхеме): *б* — база; *к* — коллектор; *э* — эмиттер

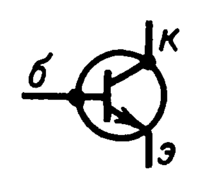
Бескорпусной структуры *n-p-n* с несколькими эмиттерами (например, в микросхеме)

Структуры *n-p-n* в корпусе; общее обозначение

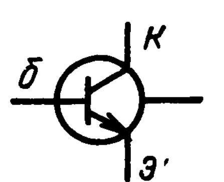
Структуры *p-n-p* в корпусе; общее обозначение

Электрическое соединение одного из электродов с корпусом обозначается точкой, например:

а) у транзисторов структуры *n-p-n* с корпусом соединена база



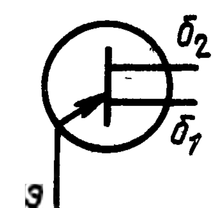
б) у транзистора структуры *n-p-n* с корпусом соединен коллектор



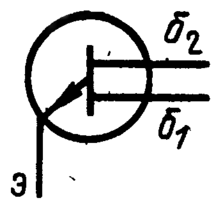
в) транзистор структуры *n-p-n* с отдельным выводом от корпуса; выводы всех электродов от корпуса изолированы

Лавинный, например структуры *n-p-n*

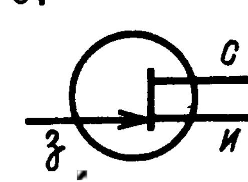
Однопереходный с базой типа *n*: $б_1$, $б_2$ — выводы базы; *э* — вывод эмиттера



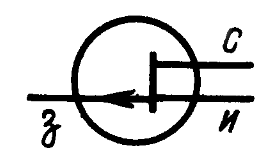
Однопереходный с базой типа *p*



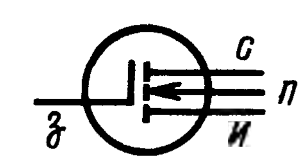
Полевой с *p-n* с переходом и каналом *n*:
з — затвор; *и* — исток, *с* — сток



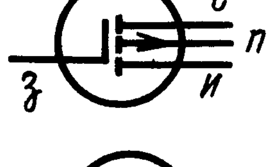
Полевой с *p-n* переходом и каналом *p*



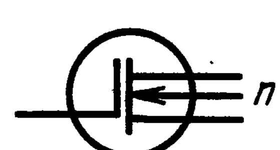
Полевой структуры МОП с каналом *n*, работающим в режиме обогащения; *з* — затвор; *и* — исток; *с* — сток; *п* — подложка



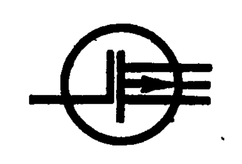
Полевой структуры МОП с каналом *p*, работающим в режиме обогащения



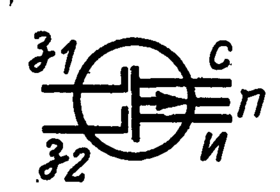
Полевой структуры МОП с каналом *n*, работающим в режиме обеднения



Полевой структуры МОП с каналом *p*, работающим в режиме обеднения



Полевой структуры МОП с двумя затворами, например с каналом *p*, работающим в режиме обеднения



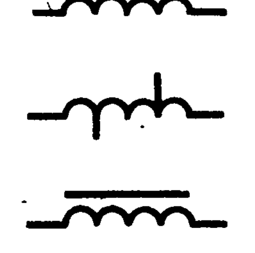
Обозначения катушек, дросселей, автотрансформаторов и трансформаторов

Катушка без сердечника (магнитопровода)

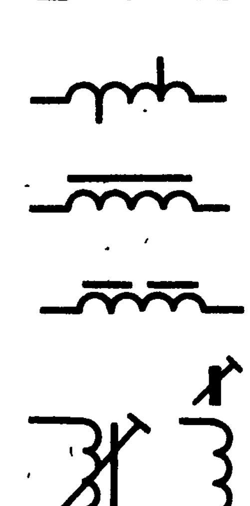
То же, с отводами

Катушка с неподвижным ферромагнитным сердечником, в том числе с ферритовым

Катушка с неподвижным ферромагнитным сердечником, имеющим немагнитный зазор



Катушка с ферритовым подстроечным сердечником



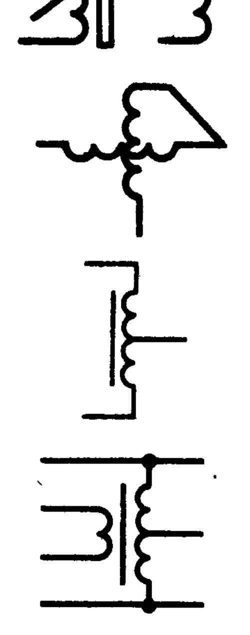
Катушка с магнитодиэлектрическим подстроечным сердечником

Катушка с немагнитным подстроечным сердечником, например латунным

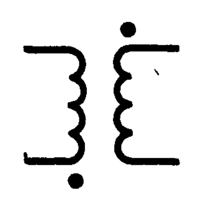
Вариометр

Автотрансформатор с ферромагнитным магнитопроводом

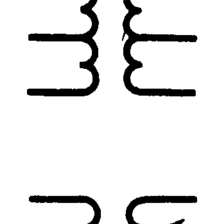
То же, с электрически изолированной дополнительной обмоткой



Трансформатор без сердечника (магнитопровода); связь между обмотками постоянная (точкой обозначено начало обмотки)

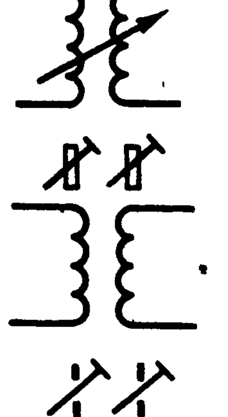


То же, с отводами в обмотках

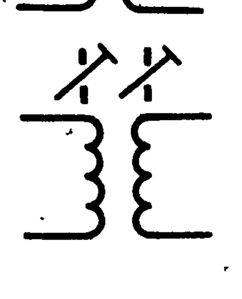


Трансформатор без сердечника (магнитопровода), связь между обмотками переменная

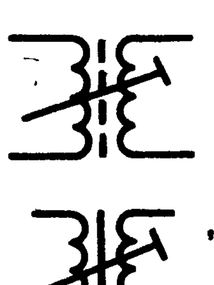
Трансформатор с немагнитным и подстроечными сердечниками, раздельными для обмоток



То же, с магнитоэлектрическими подстроечными сердечниками

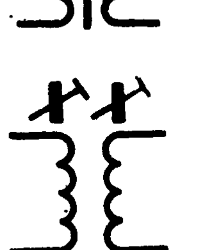


Трансформатор с магнитоэлектрическим подстроечным сердечником, общим для обеих обмоток

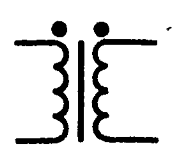


То же, с ферритовым подстроечным сердечником

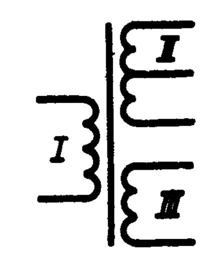
Трансформатор с ферритовыми сердечниками, отдельными для каждой обмотки



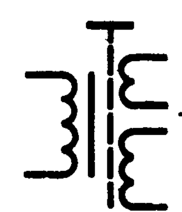
Трансформатор двухобмоточный с неподвижным ферромагнитным сердечником, в том числе с ферритовым



Трансформатор трехобмоточный с отводом в обмотке *II*

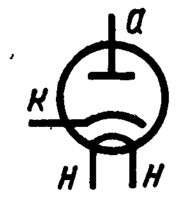


Трансформатор с магнитопроводом и экраном между обмотками, соединенными с корпусом устройства



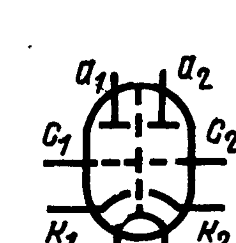
Обозначения электровакуумных электронных и ионных приборов

Диод, кенотрон косвенного накала подогревный:
к — катод; *н* — подогреватель; *а* — анод

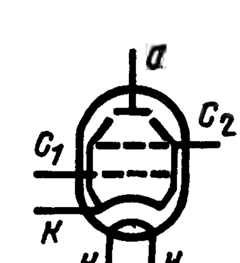


Триод косвенного накала, подогревный:
а — анод; *с* — сетка; *к* — катод; *н* — нагреватель

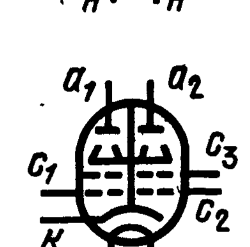
Триод двойной косвенного накала с экраном между триодами: a_1, a_2 — аноды; c_1, c_2 — сетки; $к_1$, $к_2$ — катоды



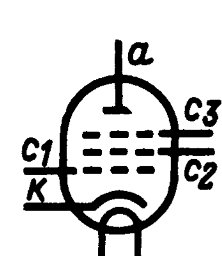
Тетрод лучевой косвенного накала: *а* — анод; c_1 — управляющая сетка; c_2 — экранирующая сетка

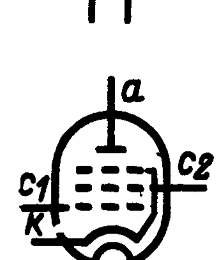


Двойной лучевой тетрод косвенного накала (генераторный)

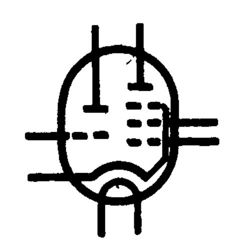


Пентоды косвенного накала (подогревные): *а* — анод; c_1 — управляющая сетка; c_2 — экранирующая сетка; c_3 — защитная сетка

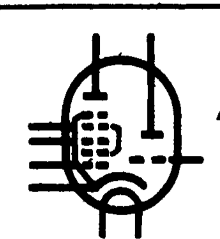




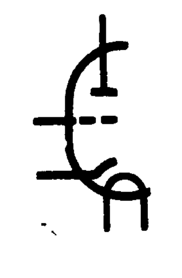
Триод-пентод косвенного накала



Триод-гептод косвенного накала

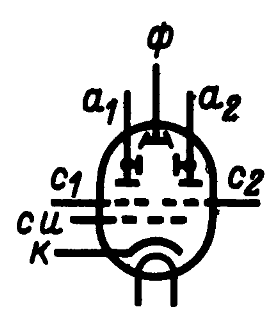


Один триод двойного триода, триодная часть триод-пентода, или триод-гептода, или двойного диода-триода

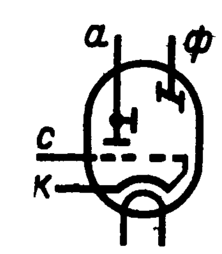


Пентодная часть триод-пентода

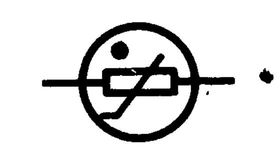
Индикатор электронно-световой: *а* — анод; *ф* — флуоресцирующий анод; *с* — сетка управляющая; *к* — катод



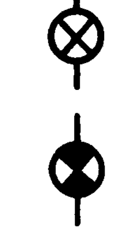
Индикатор электронно-световой с двойным управлением: a_1, a_2 — аноды первого и второго триодов; *с.и* — сетка индикаторная



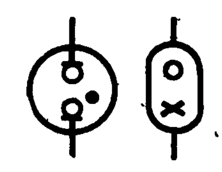
Бареттер (стабилизатор тока)



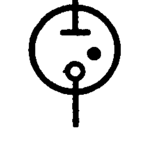
Электрические лампы накаливания



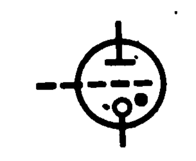
Газосветная лампа, например неоновая



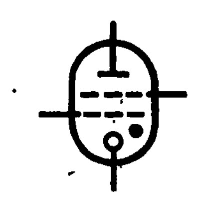
Стабилитрон газоразрядный



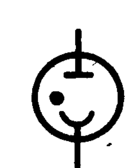
Тиратрон с холодным катодом, триодный



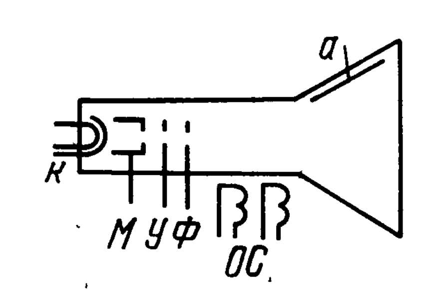
Тиратрон с холодным катодом, тетродный



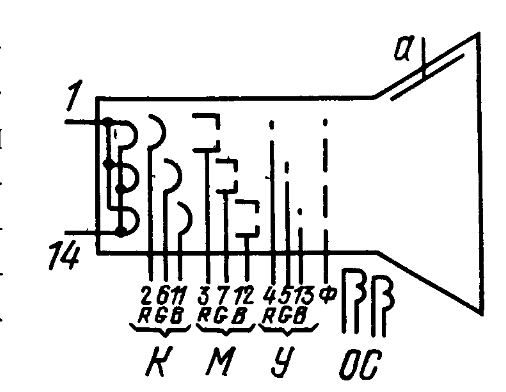
Фотоэлемент ионный



Кинескоп для черно-белого телевизора с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением луча: *к* — катод; *м* — модулятор (управляющий электрод); *ф*— фокусирующий электрод; *у* — ускоряющий электрод; *а* — основной электрод



Кинескоп для цветного телевизора с электро-статической фокусировкой и электромагнитным отклонением луча: *R, G, B* — электроды, обеспечивающие красное, зеленое и синее свечение экрана



Обозначения электроакустических приборов

Головка громкоговорителя электродинамического прямого излучения

Телефон, общее обозначение

Телефон головной

Микрофон, общее обозначение

Микрофон электродинамический

Зуммер

Звонок электрический

Сирена электрическая

Звукосниматели граммофонные

Монофонический пьезоэлектрический

Монофонический электромагнитный

Стереофонический пьезоэлектрический

Стереофонический электромагнитный



Магнитные головки

Записывающая монофоническая

Воспроизводящая монофоническая

Универсальная монофоническая

Универсальная стереофоническая

Стирающая

Электродвигатели переменного тока однофазные

С немагнитным или ферромагнитным ротором без обмотки

С ротором, имеющим прорези по окружности, без обмотки

С ротором, имеющим короткозамкнутую обмотку

Коллекторный, последовательного возбуждения

Синхронный, с пусковой обмоткой

Электродвигатели постоянного тока коллекторные

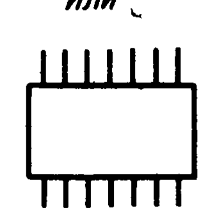
С возбуждением постоянным магнитом

Последовательного возбуждения

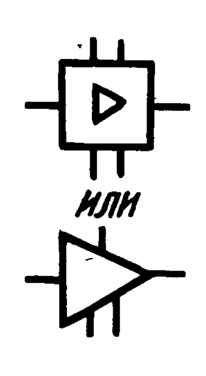
Параллельного возбуждения

Параллельного возбуждения с центробежным вибрационным регулятором

Обозначения интегральных микросхем



Интегральная микросхема, общее обозначение



Интегральная микросхема, выполняющая функции усилителя (выводы интегральных микросхем, к которым другие элементы устройства не подключены, на электрических схемах обычно не показывают). Входы микросхем, выполняющих функции усилителей, как правило, изображают слева, а выходы — справа

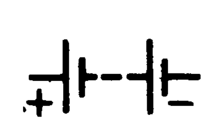
Обозначения других элементов и устройств

Плавкий предохранитель
Искровой разрядник
Магнит постоянный

Обмотка электромагнита

Элемент гальванический или аккумуляторный

Батарея гальванических или аккумуляторных элементов (батарею гальванических или аккумуляторных элементов иногда обозначают в виде одного элемента, указывая рядом с ним напряжение батареи)



Общее обозначение антенны

Штыревая антенна

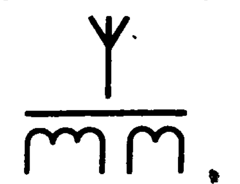
Противовес

Симметричный вибратор

Петлевой вибратор Пистолькорса

Рамочная антенна

Магнитная (ферритовая антенна)



На электрических принципиальных схемах, кроме того, могут быть следующие условные обозначения:

1. Наличие механических связей между элементами или их конструктивное объединение (например, два переменных резистора с общей осью, переменный резистор, объединенный с выключателем питания, конденсаторы переменной емкости, образующие блок) обозначают штриховой линией или двумя сплошными линиями, если элементы расположены на схеме близко (например, контакты многополюсного переключателя — см. стр. 6). При большом удалении объединенных элементов штриховые линии могут быть оборваны вблизи этих элементов; о наличии связей указывают в подписи к схеме или в ее описании.

2. Число в рамке около резонансного контура указывает частоту в мегагерцах, на которую он настроен.

3. Напряжение, обозначенное около вывода электрода транзистора, лампы или около проводника, — это напряжение между данной точкой и корпусом аппарата (шасси, землей, общим проводом).

4. Если на схеме указана только точка переключения одного из полюсов источника питания, подразумевается, что его второй полюс присоединен к корпусу (общему проводу) аппарата.

5. На принципиальных схемах с электронными лампами цепи накала часто не показывают; при этом концы обмоток накала трансформатора питания и выводы от нитей накала (подогревателей) обозначают одинаковыми буквами.

Обозначения элементов структурных и функциональных электрических схем

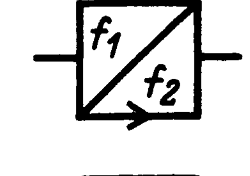
Генератор электрических колебаний



Генератор колебаний переменной частоты, например ВЧ

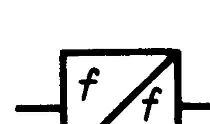


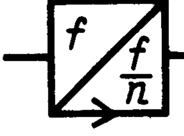
Преобразователь частоты[1]



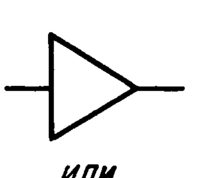
Умножитель частоты[1]

Делитель частоты[1]

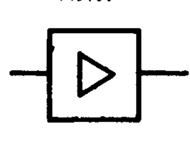


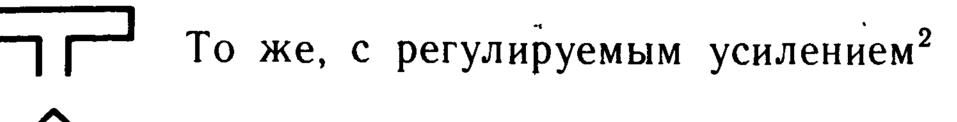


Усилитель[2]

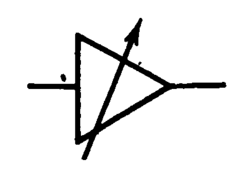








То же, с регулируемым усилением[2]



[1] Стрелка указывает направление преобразования сигнала.
[2] Направление передачи сигнала указывает вершина треугольника на горизонтальной линии связи.

Ограничитель амплитуды сигнала по максимуму

Фазовращатель

Выпрямитель[1]

Фильтр нижних частот

Фильтр верхних частот

Фильтр полосовой

Фильтр режекторный («фильтр-пробка»)

Линия задержки

Амплитудный детектор

Детектор отношений (детектор ЧМ сигналов «дробный детектор»)

Устройство, выделяющее верхние частоты (предкорректор)

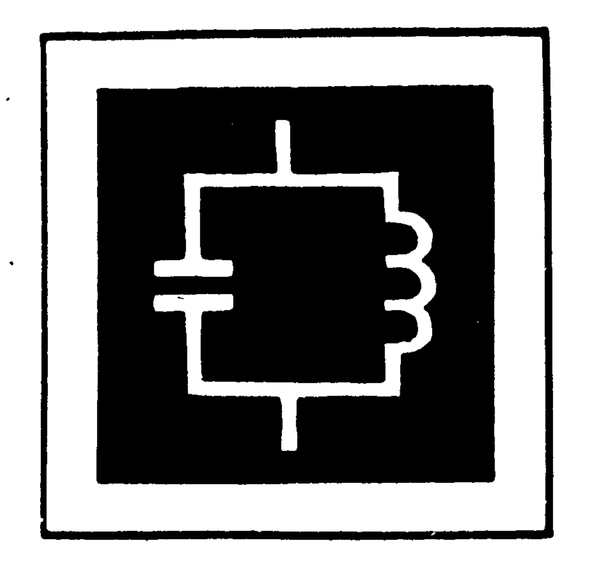
Устройство, выделяющее нижние частоты

Модулятор и демодулятор частотный

Модулятор и демодулятор фазовый

Дискриминатор частотный

Дискриминатор фазовый



РЕЗОНАНСНЫЕ ЦЕПИ

РАЗДЕЛ 1

СОДЕРЖАНИЕ

1.1. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР

Радиолюбителям часто приходится конструировать, изготовлять и настраивать резонансные электрические цепи. Пьезоэлектрические резонаторы (кварцевые и керамические), электромеханические фильтры с металлическими резонаторами и другие специальные устройства, которые также служат для настройки радиоаппаратуры на заданные частоты и выделения нужных сигналов, как правило, берутся промышленного изготовления. В аппаратуре всех диапазонов длин волн, от километровых до метровых включительно, основной вид резонансной цепи — колебательный контур.

Настройка колебательного контура (рис. 1.1). Плавная перестройка в диапазоне (или поддиапазоне) частот обычно осуществляется механически конденсаторами переменной емкости КПЕ (рис. 1.1, *а*) или варикапами (варакторами) изменением управляющего напряжения U (рис. 1.1, *б, в*). Дискретная перестройка (смена поддиапазонов частот или переход с одной фиксированной частоты резонанса на другую) выполняется переключением катушек (рис. 1.1, *г, д*) или конденсаторов (рис. 1.1, *е*). Регулировку параметров контура при налаживании аппаратуры выполняют перемещением сердечника катушек *СК* (рис. 1.1, *а, б, е*) либо подстроечными конденсаторами *ПК* (рис. 1.1, *а—д*).

Расчет резонансной частоты f_0, индуктивности L и емкости C. Частота колебаний f и длина волны λ связаны соотношением

$$\lambda f = 300,$$

где λ, м; f, МГц.

Частота резонанса контура f_0 [МГц]

$$f_0 \approx 159/\sqrt{LC}.$$

Здесь L, мкГн; C, пФ.

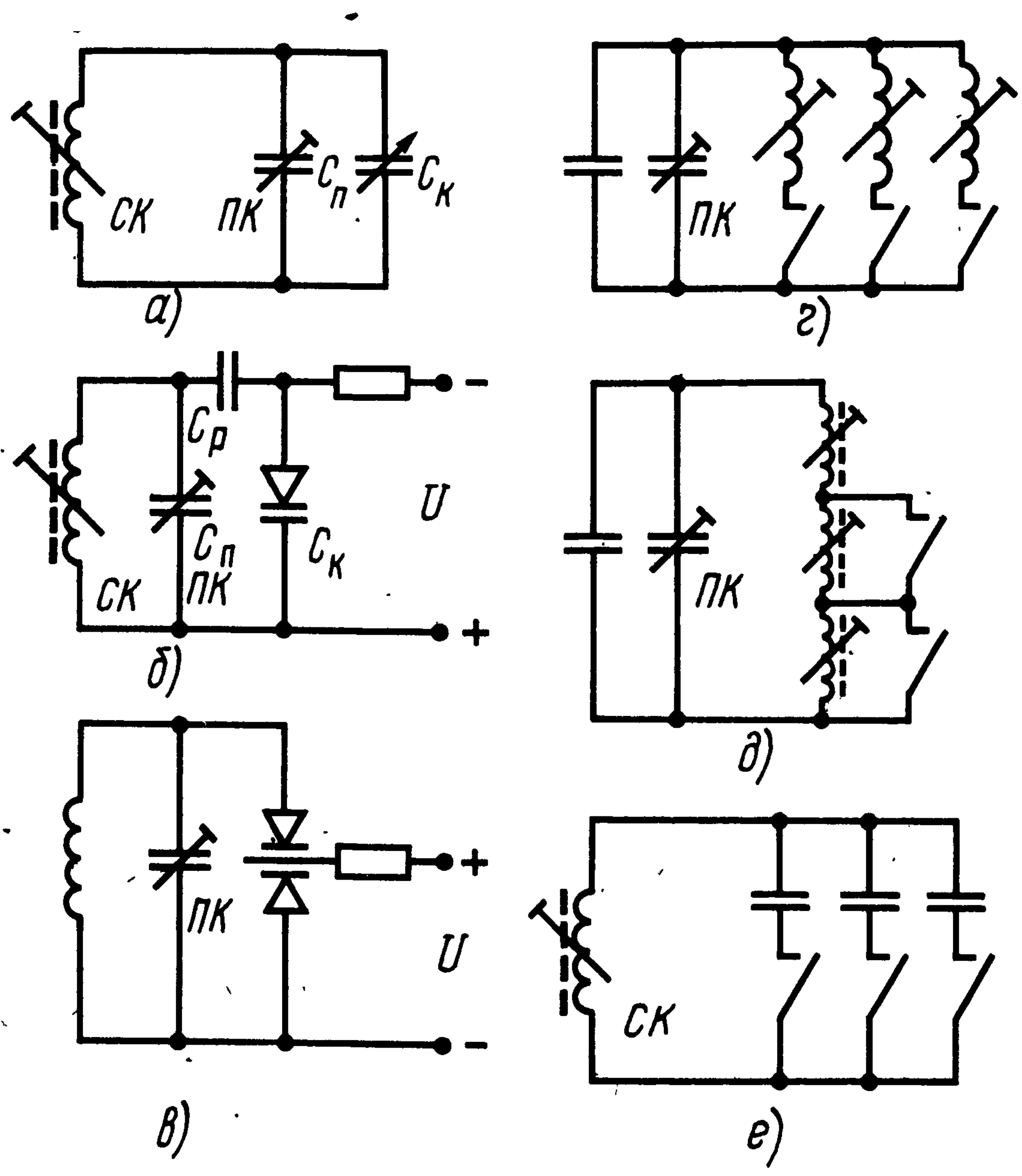


Рис. 1.1

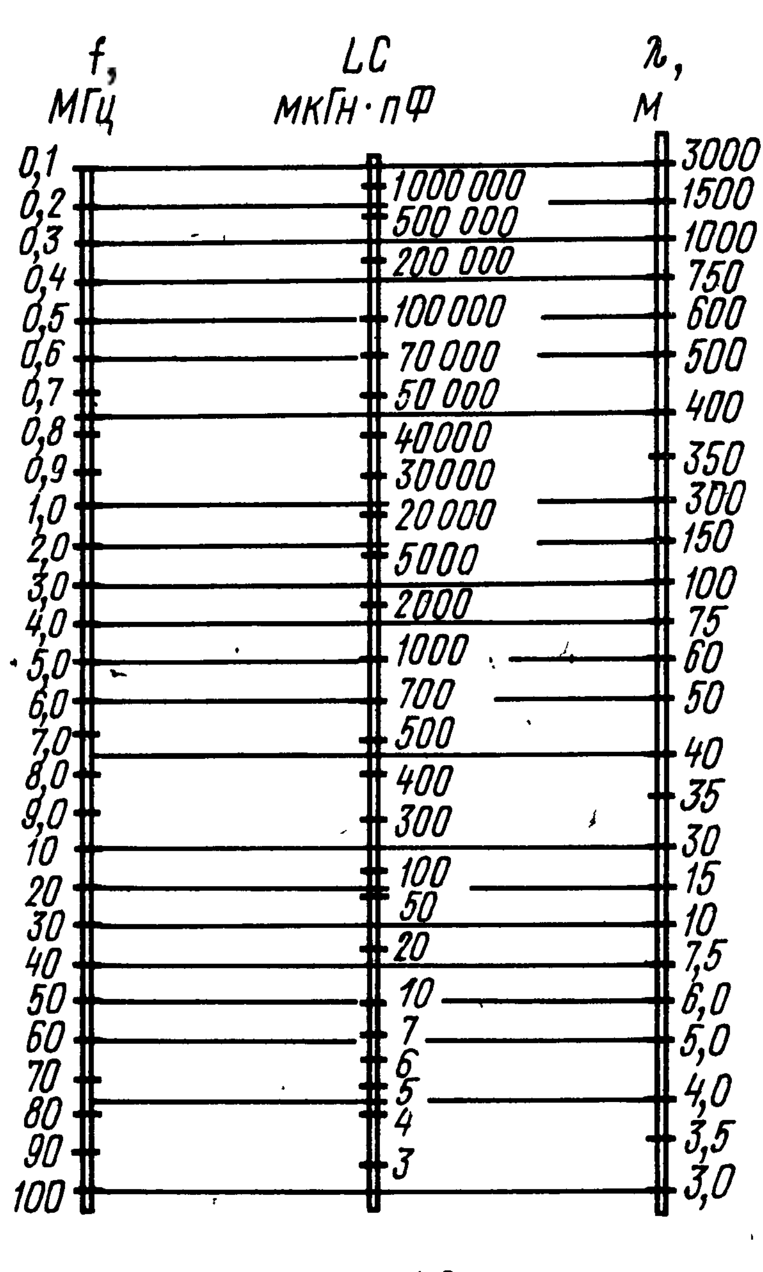


Рис. 1.2

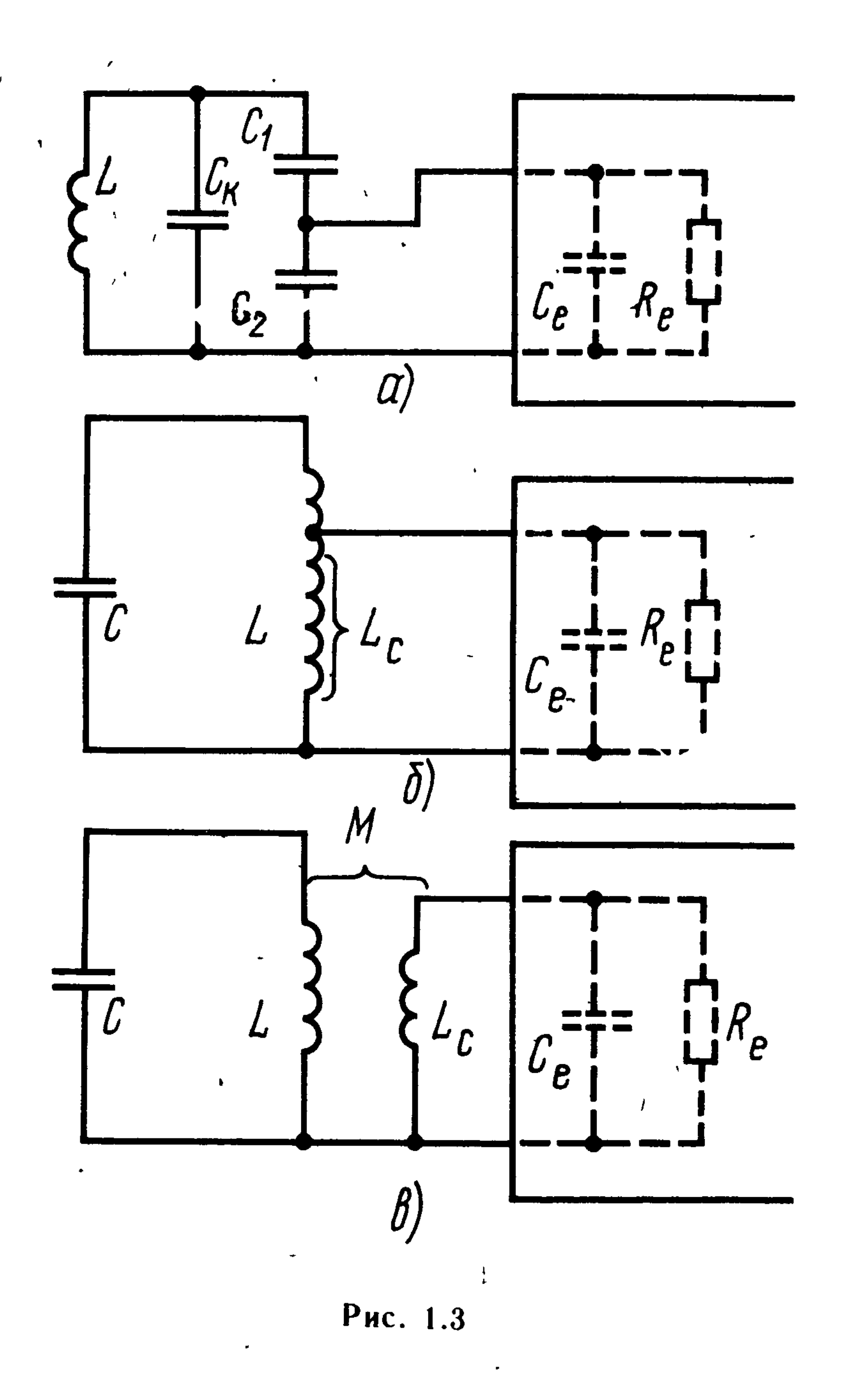
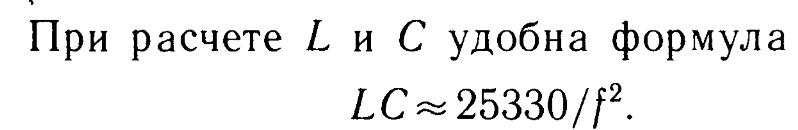


Рис. 1.3



При расчете L и C удобна формула

$$LC \approx 25330/f^2.$$

Для оценки порядка величин можно пользоваться графиком на рис. 1.2. L и C — полные индуктивность и емкость контура, т. е., например, $C = C_к + C_п$ для рис. 1.1, *а* и $C = C_п + C_р C_к/(C_р + C_к)$ для рис. 1.1, *б* (если $C_р \gg C_к$, то $C \approx C_п + C_к$). В полную емкость контура C входит также собственная (межвитковая) емкость катушки.

Влияние емкости внешней цепи на настройку контура. При конструировании колебательного контура учитывается влияние подключаемых к нему внешних цепей (рис. 1.3, *а—в*). Степень влияния зависит от коэффициента включения p.

При емкостной связи (рис. 1.3, *а*) $p = C_1/(C_1 + C_2)$; при автотрансформаторной (рис. 1.3, *б*) $p = L_c/L$; при трансформаторной (рис. 1.3, *в*) $p = M/L$; здесь M — взаимоиндуктивность между катушками.

Небольшая емкость C_e (см. рис. 1.3), которую обычно вносят внешние подключаемые цепи, увеличивает емкость контура на $\Delta C = C_e p^2$. Изменение L и C на сравнительно малые значения ΔL и ΔC ($\Delta L \ll L$, $\Delta C \ll C$) изменяет частоту резонанса соответственно на $\Delta f = f_0 \Delta L/2L$ и $\Delta f = f_0 \Delta C/2C$.

Коэффициент передачи и частотные свойства колебательного контура.

Коэффициент передачи $K_к$ — отношение напряжения U на контуре (на конденсаторе или катушке) к вызвавшей это напряжение э.д.с. E, наведенной в контуре извне (рис. 1.4; *а*): $K_к = U/E$.

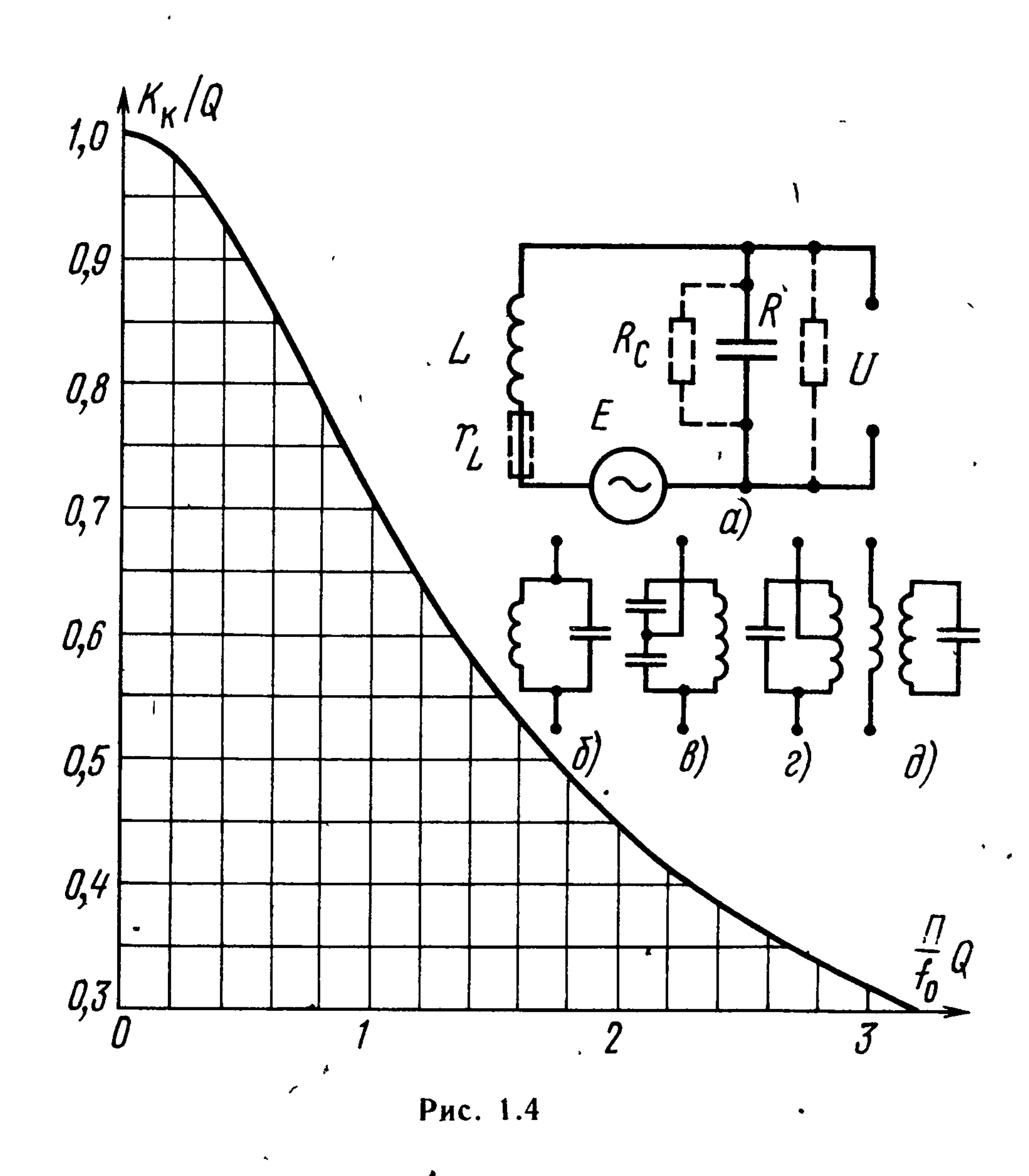


Рис. 1.4

Добротность контура Q — коэффициент передачи $K_к$ при частоте резонанса f_0. Добротность Q определяется добротностями катушки Q_L и конденсатора Q_C, а также общим сопротивлением R цепей, подключаемых к контуру (рис. 1.4, *а*); Q_L зависит от сопротивления r_L, эквивалентного потерям электрической энергии в проводе, в изо-

ляции провода, каркасе и сердечнике катушки:

$$Q_L = r_L/(6{,}28 f_0 L),$$

где f_0, МГц; r_L, Ом; L, мкГн.

Обычно в зависимости от качества конструкции катушки и примененных материалов $Q_L \approx 50 \div 250$.

Добротность конденсатора Q_C зависит от сопротивления R_C, эквивалентного потерям радиочастотной энергии в изоляции между электродами (пластинами) конденсатора:

$$Q_C = 6{,}28 f_0 C R_C \cdot 10^{-3},$$

где f_0, МГц; C, пФ; R_C, кОм. Обычно $Q_C \approx 400 \div 1000$.

Результирующая добротность контура

$$Q = Q_L / \left(1 + \frac{Q_L}{Q_C} + \frac{f_0 L Q_L}{159 R}\right),$$

где f_0, МГц; L, мкГн; R, кОм.

При частичном подключении внешних цепей с сопротивлением R_e эквивалентное сопротивление R, подключенное к контуру, определяется по формуле $R = R_e/p^2$. Если к контуру подключено две или более цепей, то R определяется как результирующее сопротивление, полученное в результате параллельного подключения их эквивалентных сопротивлений. В конечном счете добротность зависит не только от конструкции колебательного контура (главным образом катушки), но в неменьшей или даже в большей степени от подключенных к нему внешних цепей.

Сопротивление контура. Сопротивление контура при частоте резонанса f_0 (резонансное сопротивление) при полном включении (рис. 1.4, *б*)

$$R_э = 6{,}28 f_0 L Q,$$

где f_0, МГц; L, мкГн.

При частичном включении (рис. 1.4, *в—д*)

$$R_э = 6{,}28 f_0 L Q p^2,$$

где p — коэффициент включения.

Резонансная характеристика — график зависимости коэффициента передачи $K_к$ или сопротивления контура переменному току от частоты. При частоте резонанса ($f = f_0$) коэффициент передачи и сопротивление контура максимальны и соответственно равны Q и $R_э$; при отклонении частоты от резонансной они уменьшаются. Резонансная характеристика — зависимость их (или их относительных значений) от частоты.

Неравномерность коэффициента передачи в полосе частот $П$. Характеризуется уменьшением относительного коэффициента передачи $K_к/Q$ на граничных частотах f_{min} и f_{max} полосы частот $П$ ($П = f_{max} - f_{min}$), расположенной симметрично по обе стороны от частоты резонанса f_0 ($П = 2\Delta f$; $\Delta f = f_{max} - f_0 = f_0 - f_{min}$). На рис. 1.4 дан график зависимости $K_к/Q$ от величины $ПQ/f_0$. При известных Q и f_0 по этому графику можно оценить неравномерность коэффициента передачи в данной полосе $П$.

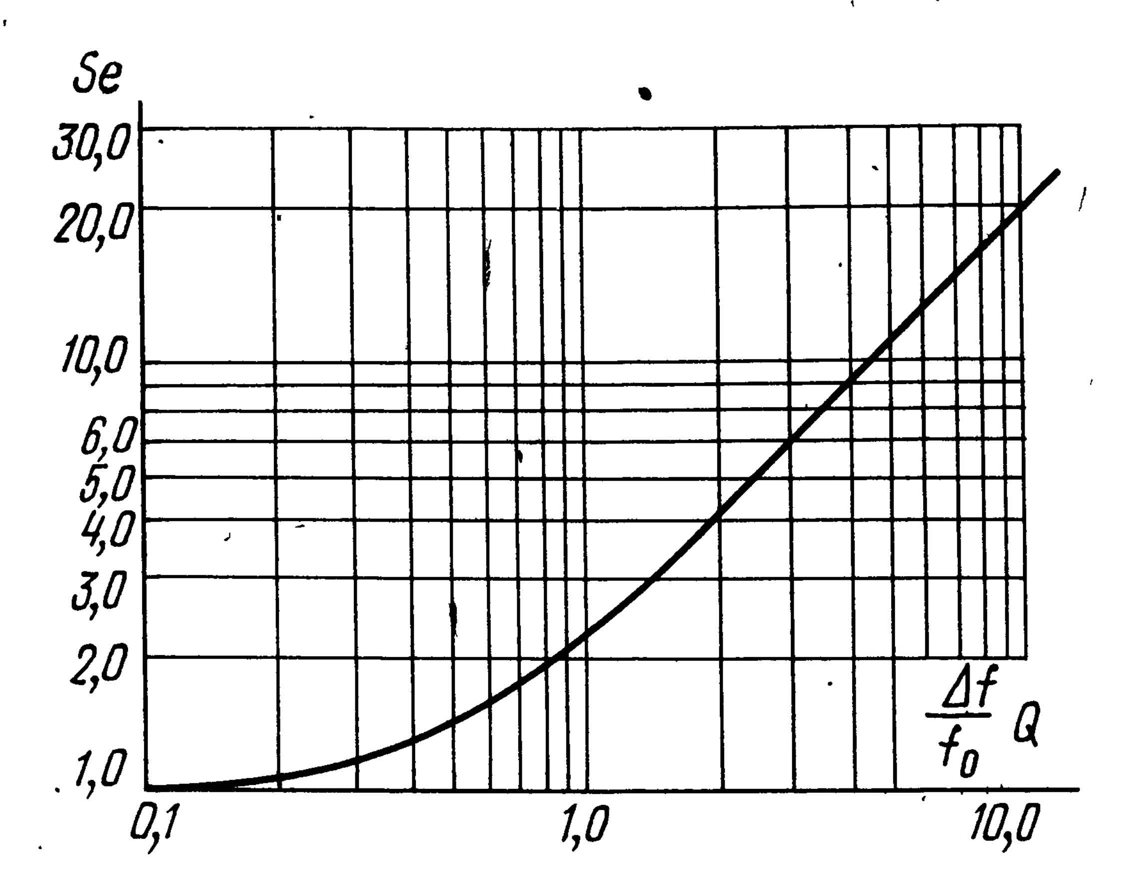


Рис. 1.5

Полоса пропускания контура — полоса частот $П$, в пределах которой $K_к$ понижается до значения, допустимого с точки зрения требований к равномерности прохождения через контур составляющих частотного спектра радиосигнала. Полоса пропускания находится из графика на рис. 1.4. Например, часто полоса пропускания определяется при ослаблении на 30%; в этом случае $ПQ/f_0 \approx 1$, т. е. $П = f_0/Q$.

Если требуется расширить полосу пропускания, то добротность уменьшают; для этого достаточно уменьшить R (см. рис. 1.4, *а*), например, параллельным подключением резистора с соответствующим сопротивлением.

Селективность контура Se. Характеризуется ослаблением постороннего колебания (например, помехи радиоприему) с частотой f по отношению к радиосигналу с частотой f_0, на которую настроен контур. На рис. 1.5 дан график зависимости Se от относительной расстройки $\frac{\Delta f}{f_0} Q$ ($\Delta f = f - f_0$ или $f_0 - f$). При $\frac{\Delta f}{f_0} Q > 10$ $Se \approx 2 \frac{\Delta f}{f_0} Q$.

1.2. ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР

Связанные контуры. В радиолюбительских конструкциях часто применяются связанные колебательные контуры, позволяющие существенно ослабить посторонние колебания (помехи), т. е. увеличить селективность; они называются полосовыми фильтрами. Наиболее распространенные способы связи между контурами показаны на рис. 1.6: трансформаторная (рис. 1.6, *а*), внутриемкостная (рис. 1.6, *б*) и внешнеемкостная (рис. 1.6, *в*). Контуры обычно настраиваются на частоту f_0. Параметр, характеризующий связь контуров, — коэффициент связи $к$; обычно $к \ll 1$.

Для рис. 1.6, *а* $к = M/\sqrt{L_1 L_2}$, здесь M — взаимоиндуктивность; для рис. 1.6,*б* $к =$

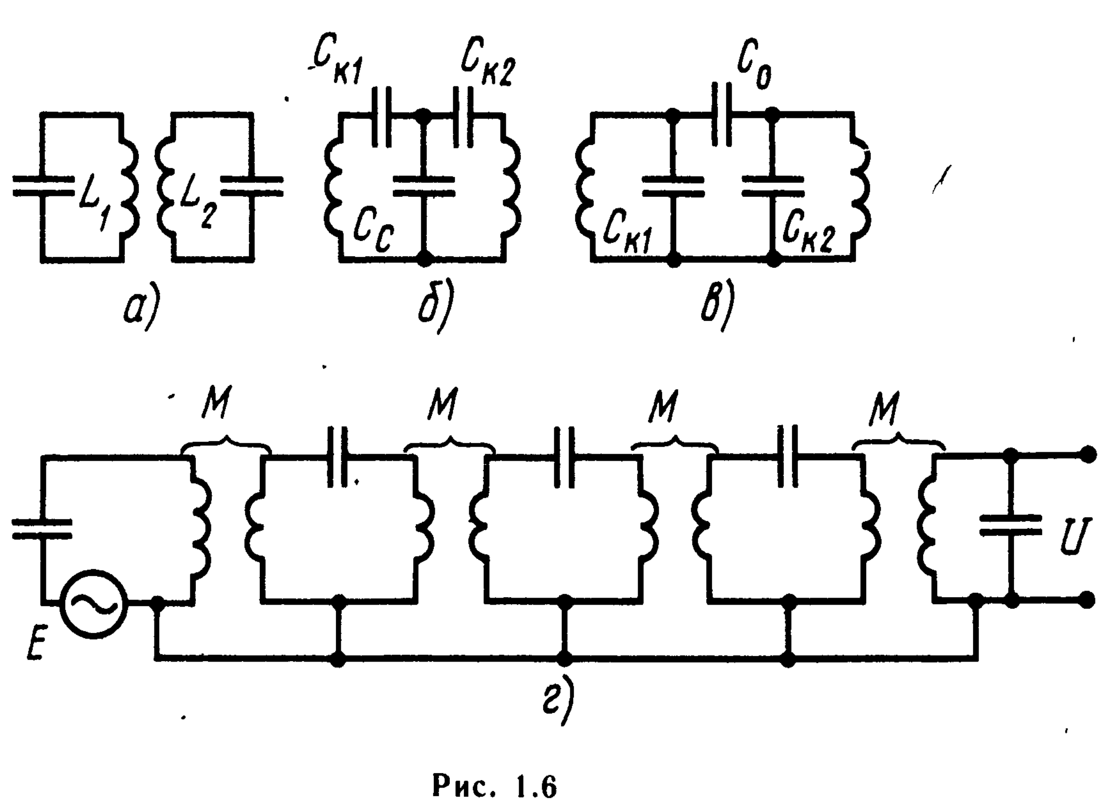


Рис. 1.6

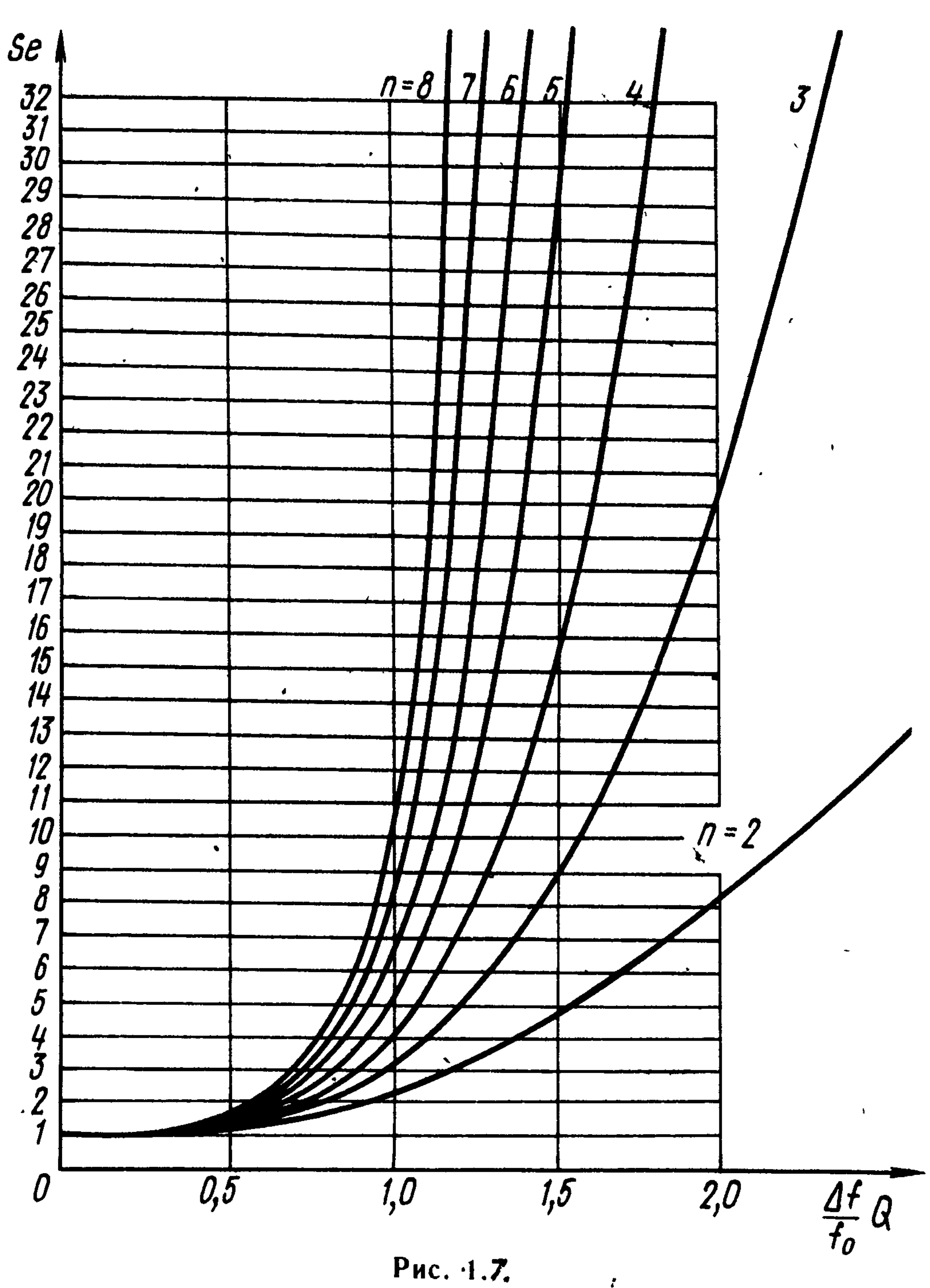
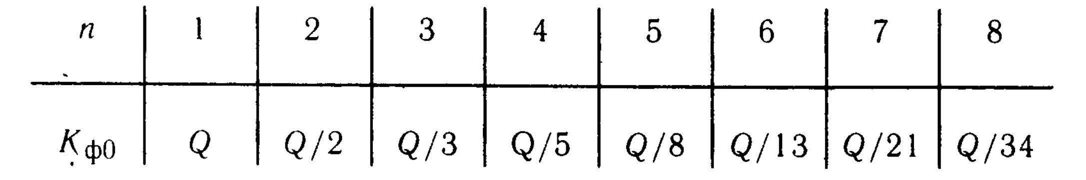


Рис. 1.7

$=\sqrt{C_{к_1}C_{к_2}/C_C}$; для рис. 1.6, *в* $к=C_C/\sqrt{C_{к1}C_{к2}}$.

Коэффициент передачи фильтра $K_ф$ — отношение напряжения U на последнем контуре к э.д.с. E в первом (например, рис. 1.6, *г*).

Коэффициент передачи фильтра сложно зависит от коэффициентов связи между контурами и от частоты. Обычно добротности контуров Q делают практически одинаковыми, а коэффициенты связи между контурами $к$ примерно равными $к \approx 1/Q$. Здесь приведены коэффициенты передачи $K_{ф0}$ при частоте резонанса $f=f_0$ в зависимости от числа контуров в полосовом фильтре n.



n	1	2	3	4	5	6	7	8
$K_{ф0}$	Q	$Q/2$	$Q/3$	$Q/5$	$Q/8$	$Q/13$	$Q/21$	$Q/34$

График селективности фильтров данного типа $Se=K_{ф0}/K_ф$ в зависимости от $\frac{\Delta f}{f_0}Q$ (аналогично рис. 1.5) для разных n дан на рис. 1.7.

1.3. КАТУШКИ

Типы катушек, наиболее часто встречающихся в радиолюбительской практике, изображены на рис. 1.8.

Однослойная цилиндрическая катушка. Применяется обычно при индуктивности менее 150 мкГн. При плотной намотке виток к витку (рис. 1.8, *а*) индуктивность L [мкГн] рассчитывается по формуле

$$L=w^2D/[1000(\frac{l}{D}+0{,}45)],$$

где w — число витков; D и l — диаметр и длина намотки, мм.

Количество витков для получения требуемой индуктивности L

$$w=32\sqrt{\frac{L}{D}\left(\frac{l}{D}+0{,}45\right)}.$$

Диаметр провода по изоляции $d=l/w$. При намотке с шагом a, превышающим диаметр провода d (рис. 1.8, *б*) индуктивность рассчитывается по той же формуле, но к полученному значению прибавляется поправка ΔL [мкГн]:

$$\delta L=wD\cdot 10^{-4}\left(\frac{a}{d}-1\right)\cdot\left(\frac{12-a/d}{4}\right).$$

При размещении катушки в металлическом цилиндрическом экране с диаметром $D_э$ индуктивность L несколько уменьшается и принимает значение

$$L_э\approx L\left[1-k_э\left(\frac{D}{D_э}\right)^3\right].$$

Коэффициент $к_э$ берется из графика на рис. 1.9.

Влияние экрана квадратного сечения со стороной $D_э$ немного меньше. Экран изготовляется из немагнитного металла. Для избежания существенного влияния экрана на добротность катушки диаметр экрана выбирают равным или

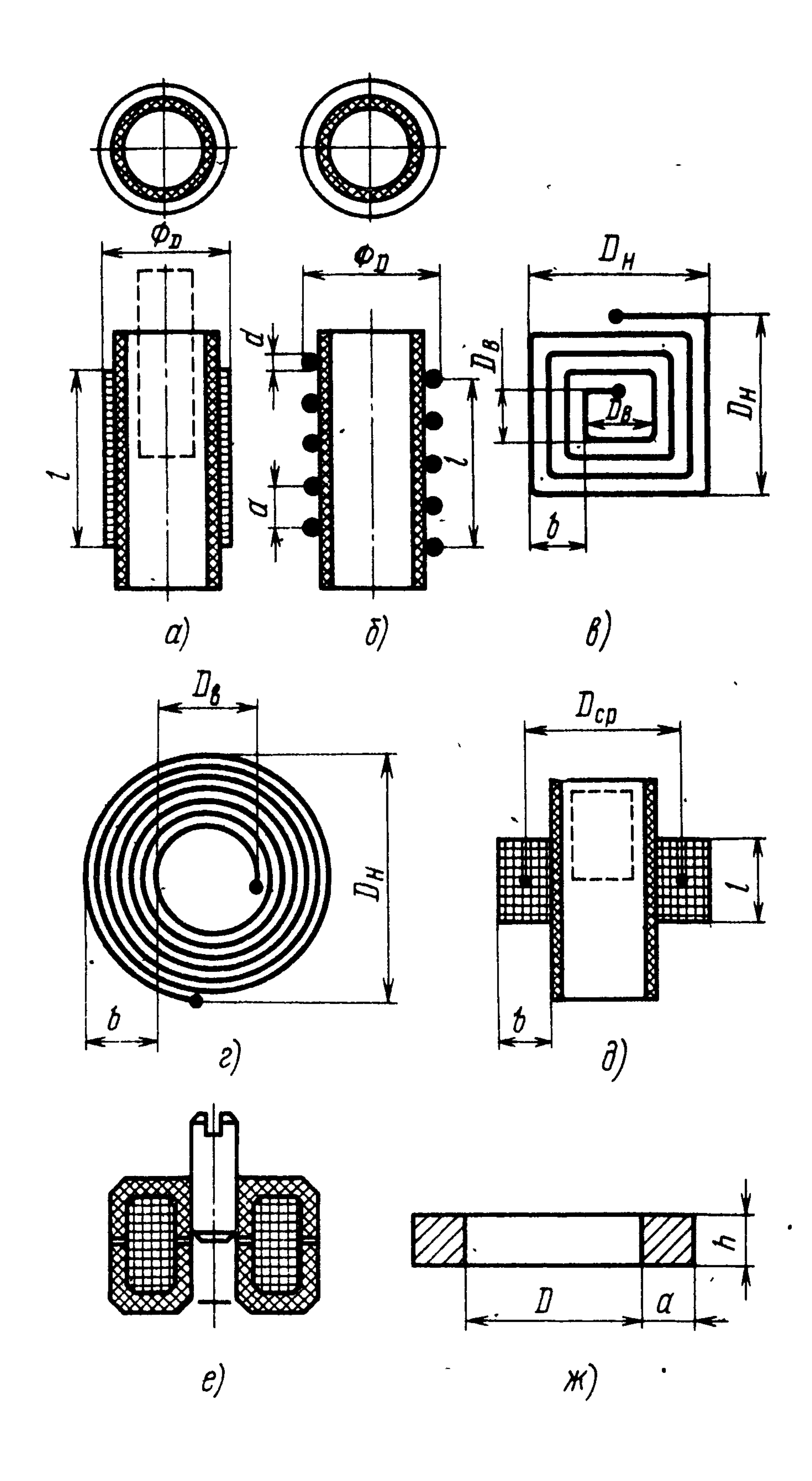


Рис. 1.8

больше удвоенного наружного диаметра катушки.

Плоская печатная катушка. При квадратной форме витков (см. рис. 1.8, *в*) индуктивность [мкГн]

$$L = 19{,}4\cdot 10^{-4} w^2 D_{ср}\frac{D_в/b - 0{,}143(D_в/b)^2}{\sqrt[3]{w}},$$

где $D_{ср}$ — средний размер катушки $D_{ср}=(D_в+D_н)/2$. Формула дает удовлетворительную точность расчета при $D_в/b<3{,}5$.

При круглой форме витков (см. рис. 1.8, *г*) и при $1<D_{ср}/b<4{,}5$ расчет L можно выполнить по формуле

$$L = 5{,}45\cdot 10^{-4}\times w^2 D_{ср}\frac{1+0{,}192D_{ср}/b - 2{,}04(D_{ср}/b)^2}{\sqrt[3]{w}}.$$

Многослойная катушка (см. рис. 1.8, *д*). Намотка — секционная или «универсаль». Индуктивность [мкГн]

$$L=\frac{w^2D_{ср}}{1000(1{,}125l/D_{ср}+1{,}25b/D_{ср}+0{,}375)}.$$

Соответственно число витков, необходимое для получения заданной индуктивности,

$$w=32\sqrt{\frac{L}{D_{ср}}\left(1{,}125\frac{l}{D_{ср}}+1{,}25\frac{b}{D_{ср}}+0{,}375\right)}.$$

Сердечник в виде цилиндрического стержня из феррита или карбонильного железа (штриховая линия на рис. 1.8, *а* и *д*) увеличивает индуктивность в 1,5—2 раза либо позволяет получить требуемую индуктивность с меньшим на 30—40% числом витков; при этом соответственно уменьшается сопротивление потерь в проводе катушки r_L (см. рис. 1.4, *а*) и возрастает добротность катушки Q_L. Индуктивность до ±(10—15)% регулируется продольным перемещением сердечника; для этого сердечник изготавливают с резьбой и перемещают вращением в резьбе гайки или каркаса. Сердечник увеличивает в несколько раз чувствительность индуктивности катушки к изменениям температуры.

Дальнейшее значительное увеличение индуктивности без увеличения числа витков достигается применением броневого сердечника (см. рис. 1.8, *е*). Индуктивность катушки, как и в предыдущем случае, здесь регулируется продольным перемещением стержня; при замкнутом

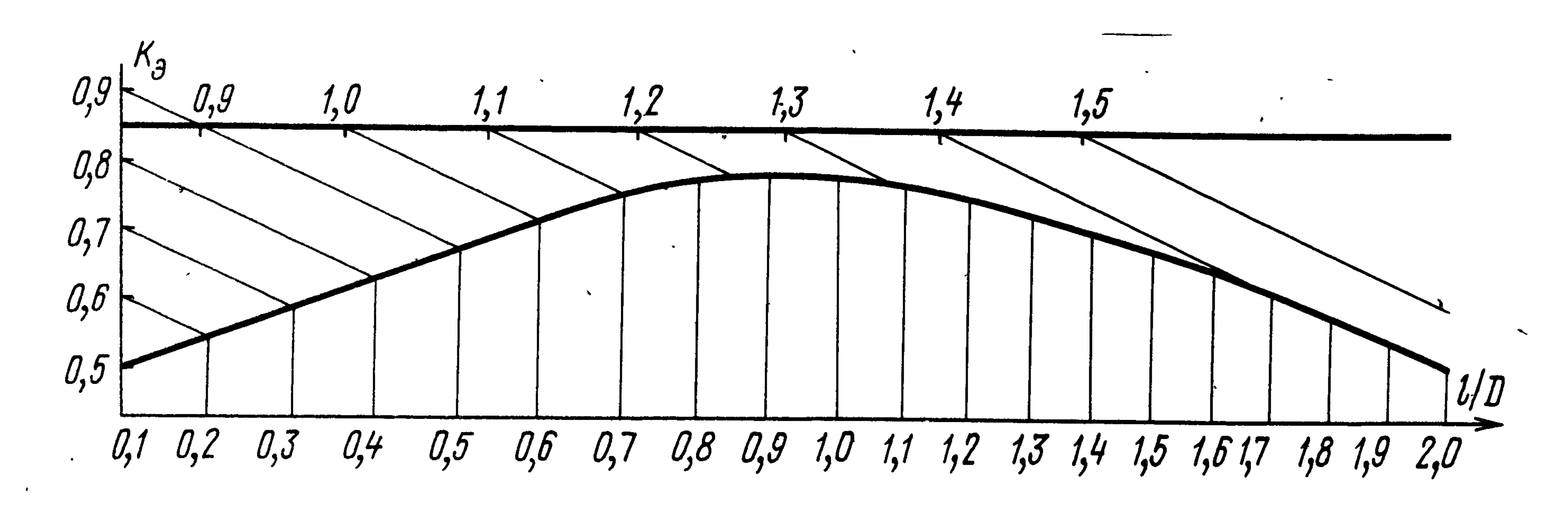


Рис. 1.9

броневом сердечнике изменение L составляет до 20%. Одно из достоинств броневого сердечника состоит в том, что катушка защищена от внешних магнитных полей и сама не создает магнитного поля во внешнем пространстве; поэтому она не нуждается в экранировании. Если же применяется экран, то стенки его могут находиться в непосредственной близости к сердечнику, что ведет к уменьшению размеров катушки.

Тороидальная катушка. Наматывается на ферритовый кольцевой магнитопровод (на рис. 1.8,*ж* — поперечное сечение). Индуктивность [мкГн]

$$L=3{,}7\cdot 10^{-4}\mu w^2 h\,[a/D-0{,}4(a/D^2)]^{1},$$

где μ — магнитная проницаемость; h, мм.

Выбор провода. Вследствие поверхностного эффекта сопротивление r_L увеличивается с повышением частоты, что затрудняет получение большой добротности Q_L. Если требуется увеличить Q_L, усиление поверхностного эффекта компенсируют увеличением диаметра провода катушки, что затрудняет уменьшение ее размеров. В любительских конструкциях однослойных катушек для радиоприемников (диапазонов УКВ и в передатчиках) диаметр провода обычно выбирают от 0,5 до 2 мм, в многослойных — провод ПЭШО 0,1—0,2 мм. Для катушек с большой индуктивностью при необходимости повысить добротность применяют крученый многожильный провод (из нескольких проводов ∅ 0,06—0,08).

Коэффициент связи. Точный расчет взаимоиндуктивности и коэффициента связи между катушками представляет большие трудности; поэтому обычно можно ограничиваться приближенным расчетом, уточняя затем результаты расчета экспериментальным путем при налаживании аппаратуры.

Если одна из катушек находится внутри другой (рис. 1.10, *а*), коэффициент связи

$$\kappa\approx(D_2/D_1)^2 l_2/l_1;$$

для катушек на рис. 1.10, *б*

$$\kappa\approx(D_2/D_1)^2 l_1/l_2.$$

При расположении двух катушек примерно одинаковых размеров на расстоянии A (рис. 1.10,*в*)

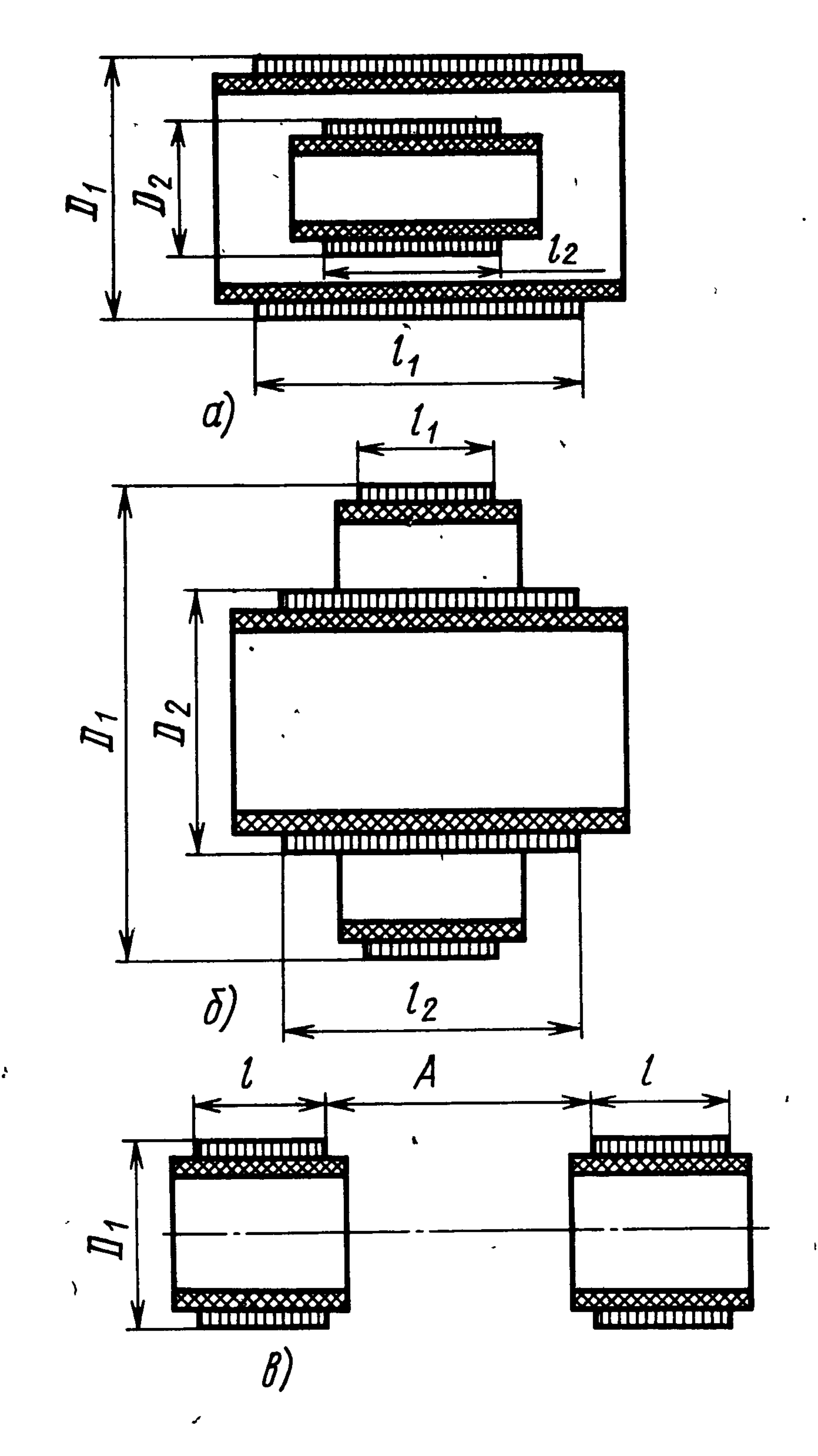


Рис. 1.10

(например, при размещении их на общем каркасе)

$$\kappa\approx 1/[2+2{,}5(l/D)^2+40(A/D)^2].$$

При намотке катушки связи поверх катушки колебательного контура и при размещении катушек в броневом сердечнике $\kappa\approx 1$.

Взаимоиндуктивность между двумя катушками с индуктивностями L_1 и L_2 при данном коэффициенте связи κ $M=\kappa\sqrt{L_1 L_2}$.

1.4. РЕЗОНАНСНЫЕ ЛИНИИ

Как видно из рис. 1.2, по мере перехода к более коротким волнам индуктивность и емкость колебательного контура быстро уменьшаются. В результате при длине волны 2—3 м катушка состоит уже из нескольких витков малого диаметра; на дециметровых волнах (рис. 1.11) она вырождается в один виток, т. е. превращается в отрезок проводной линии (рис. 1.11, *а*). При помещении такой «катушки» в экран роль одной из сторон витка может выполнять стенка экрана (рис. 1.11, *б*). Колебательные контуры подобного типа называют резонансными линиями (см. также § 13.3). Они широко применяются в практике конструирования любительской аппаратуры в диапазонах дециметровых волн, а с началом космического радиолюбительства — и на сантиметровых волнах. Для увеличения добротности резонансной линии увеличивают диаметр или ширину внутреннего проводника (рис. 1.11, *в*).

Конденсатор в резонансной линии может отсутствовать, т. к. резонанс обеспечивается собственной емкостью провода. Для точной настройки на нужную частоту может служить миниатюрный подстроечный конденсатор (рис. 1.11, *г*). Для перестройки широко применяются варикапы, включаемые согласно рис. 1.11, *д*. Их емкость регулируется, как и для рис. 1.1, *б*, подачей на варикап управляющего напряжения через резистор R.

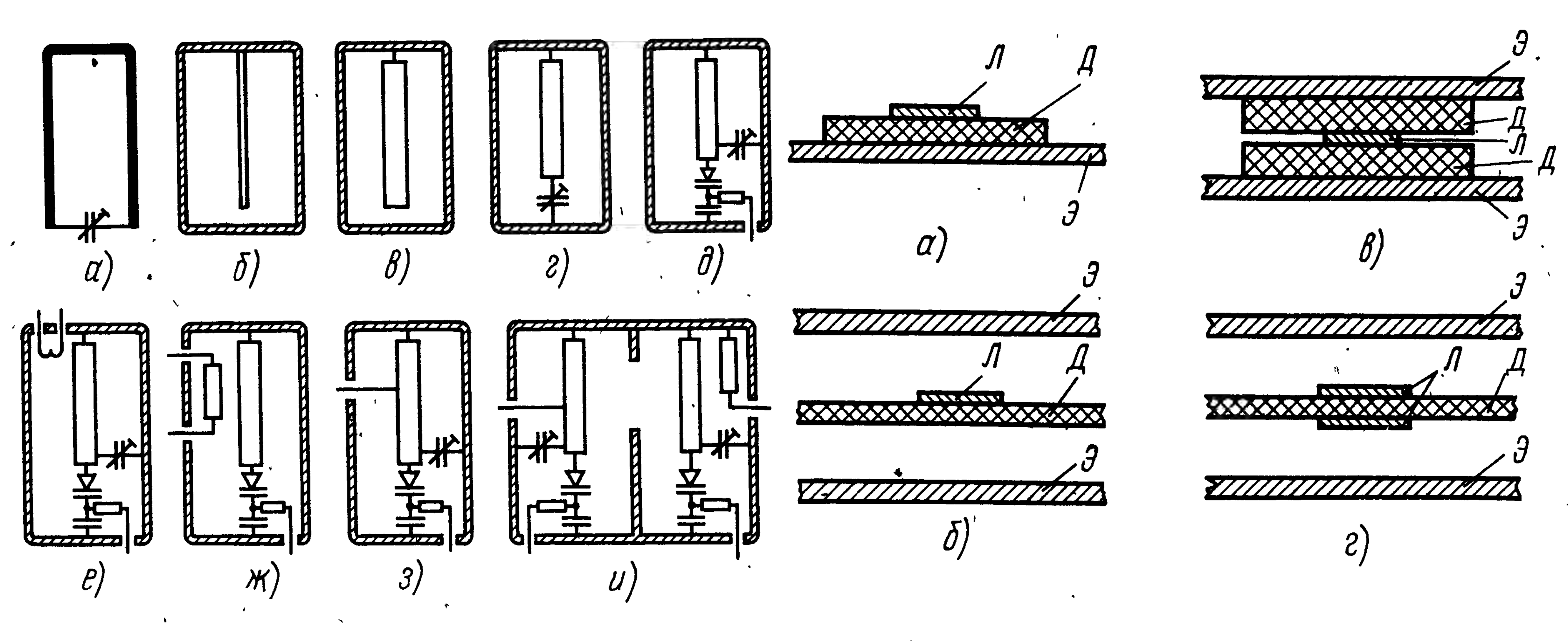


Рис. 1.11

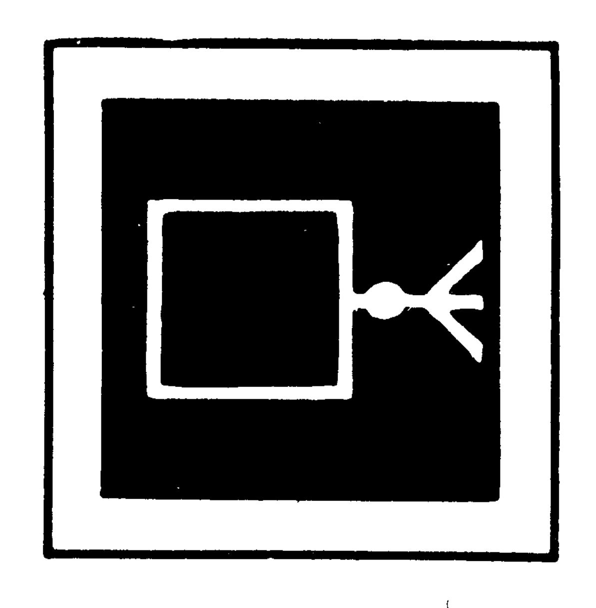
Рис. 1.12

Длина внутреннего провода при нулевой емкости равна λ/4, при наличии емкости она несколько меньше λ/4 и тем меньше, чем больше емкость.

Собственные потери энергии колебаний в резонансной линии обычно сравнительно малы, поэтому ее добротность составляет несколько сотен. Фактическая добротность в большей мере определяется сопротивлением подключенных к резонансной линии внешних цепей (см. § 1.1).

Связь резонансной линии с внешними цепями обычно делают трансформаторной при помощи витка (рис. 1.11, *е*) или проводника (рис. 1.11, *ж*) либо автотрансформаторной (рис. 1.11, *з*). Связь резонаторов часто осуществляют, располагая их рядом, через отверстие в общей стенке (рис. 1.11, *и*). Если экран резонансной линии имеет форму коробки и достаточные размеры, внутрь его часто помещают, помимо показанных на рис. 1.11 варикапов, резисторов и конденсаторов, также транзисторы и другие миниатюрные компоненты устройств, в состав которых входит эта линия.

В радиолюбительской практике находят применение резонансные линии различной конструкции; в последнее время широко применяются полосковые линии, выполняемые на поверхности диэлектрических пластин методами печатного монтажа. Поперечное сечение нескольких типов полосковых линий схематически показано на рис. 1.12, *а* — *г*. (Здесь *Л* — линия, *Д* — диэлектрическая пластина, *Э* — металлические пластины экрана.)



РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЙ ПРИЕМ

РАЗДЕЛ 2

СОДЕРЖАНИЕ

2.1. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Общие сведения

Радиовещательными приемниками (РВ приемниками) называются радиоприемники, предназначенные для приема и воспроизведения программ звукового радиовещания.

В простейшем случае радиовещательный приемник состоит из входной цепи, связанной с приемной антенной, электрического фильтра, выделяющего сигнал принимаемой радиостанции из множества сигналов других радиостанций и помех, детектора — устройства, преобразующего ВЧ модулированный сигнал в электрические сигналы звуковых частот, соответствующие принимаемой программе.

Антенна может быть самостоятельным устройством различной сложности (внешняя антенна) или является принадлежностью приемника (встроенная антенна). Минимальное напряжение сигнала на входе приемника для подключения внешней антенны или минимальная напряженность электромагнитного поля в месте приема, обеспечивающая нормальный радиоприем, характеризует один из основных параметров приемника — *чувствительность*.

Электрический фильтр должен быть настроен так, чтобы пропускать без искажений принимаемый модулированный сигнал. Степень ослабления им сигналов других станций, воспринимаемых как помеха, характеризует *селективность* приемника. Фильтр может быть выполнен с фиксированной настройкой или перестраиваемым в диапазоне частот принимаемом данным приемником. В простейшем случае фильтр может состоять из одного резонансного контура и играть роль входной цепи приемника. Перестраиваемые мно-

гоконтурные фильтры должны иметь сопряженную настройку всех входящих в них контуров.

Детектор должен преобразовывать модулированный сигнал, по возможности без искажений, в сигнал звуковых частот. Наименьшие искажения вносят синхронные детекторы (СД). Для детектирования с допустимыми искажениями уровень радиочастотных сигналов на входе детекторных каскадов должен быть не менее 30—50 мВ.

Усилители радиочастоты и усилители звуковой частоты. Для получения более высокой чувствительности в приемниках применяют усилители радиочастоты (УРЧ), а для получения необходимой мощности сигналов звуковой частоты — усилители звуковой частоты (УЗЧ). Усилители радиочастоты вместе с детектором, а в более сложных приемниках и с другими каскадами образуют радиотракт, или тракт радиочастоты.

Усилители радиочастоты бывают широкополосными, равномерно усиливающими сигналы всего диапазона частот принимаемых данным приемником, или селективными, т. е. избирательно усиливающими колебания в определенной полосе частот, включающей в себя сигналы принимаемой РВ станции. Селективные УРЧ могут быть выполнены с фиксированной настройкой или перестраиваемыми в диапазоне частот принимаемом данным приемником. В качестве активных элементов УРЧ, усиливающих колебания радиочастот, используются биполярные и полевые транзисторы и микросхемы на их основе. Уровень сигнала на входе любого каскада УРЧ для неискаженного усиления не должен превышать 20—25 для биполярных и 200—500 мВ для полевых транзисторов. Минимальный уровень сигнала ограничивается собственными шумами УРЧ.

Усилители звуковой частоты могут входить в состав приемника или быть самостоятельным элементом. В современных приемниках они выполняются на биполярных и полевых транзисторах и микросхемах на их основе.

Приемники, не содержащие мощного УЗЧ и предназначенные для работы с внешним УЗЧ, называются **тюнерами.**

Приемники, в которых усиление и детектирование радиосигналов осуществляются без преобразования их частоты, называются **приемниками прямого усиления.** Приемники прямого усиления просты в изготовлении и налаживании, что делает их удобными для первоначального этапа радиолюбительской практики; недостаток их — малая чувствительность и селективность, причем чувствительность и селективность тем ниже, чем выше частота сигнала. Чувствительность ограничивается уменьшающимся с повышением частоты усилением УРЧ, а селективность — возможным числом перестраиваемых в диапазоне, сопряженных в настройке колебательных контуров и трудностью сопряжения настроек при большом их числе. Область применения приемников прямого усиления практически ограничена диапазонами ДВ и СВ. Повышение селективности и чувствительности в приемниках прямого усиления возможно благодаря применению синхронного детектирования с дополнительной частотной селекцией после детектора или ПОС. В первом случае приемник называется **приемником прямого преобразования** с синхронным детектором, или **синхронным приемником;** во втором — **регенеративным приемником.**

Повышение чувствительности и селективности с помощью ПОС усложняет настройку приемника и не гарантирует постоянства его параметров при изменении уровня принимаемых сигналов, изменении параметров антенны, напряжения питания, окружающей температуры и т. п. Кроме того, применение обратной связи может вызвать излучение антенной приемника колебаний с частотой, близкой к частоте принимаемого сигнала, что создает помехи другим приемникам. Поэтому применение регенеративных приемников без каскада УРЧ, предшествующего каскаду, в котором применена обратная связь, не допускается; каскад УРЧ ослабляет излучение помех.

Существенного повышения чувствительности приемника прямого усиления в диапазоне УКВ можно достичь благодаря **сверхрегенерации.** Принцип сверхрегенерации заключается в применении глубокой ПОС, обеспечивающей самовозбуждение радиочастотных колебаний, и в периодическом прерывании возникших колебаний со сверхзвуковой частотой. При этом среднее за период прерывания усиление может составить 10^6 раз, что позволяет построить приемник с минимальным количеством усилительных элементов. Однако селективность сверхрегенеративного приемника невысока.

Высокое качество радиоприёма с помощью регенеративных и сверхрегенеративных приемников получить нельзя.

В супергетеродинном приемнике принимаемый сигнал преобразуется в сигнал ПЧ, на которой осуществляется основное усиление сигнала и подавление сигналов посторонних радиостанций, а также других помех приему, частоты которых близки к частоте принимаемого сигнала. Постоянство настройки ФПЧ упрощает их конструкцию и тем самым позволяет увеличить число резонансных контуров по сравнению с приемниками прямого усиления. Это приводит к повышению селективности по соседнему каналу приема; появляется возможность использовать в качестве селективного элемента пьезоэлектрические и другие монолитные фильтры, не допускающие перестройки в диапазоне частот.

Чувствительность супергетеродинных приемников практически не зависит от частоты настройки, поскольку основное усиление приемника сосредоточено в усилителе ПЧ (УПЧ). Таким образом, расширяется область применения приемников до диапазона УКВ и появляется возможность получить значительный запас по усилению, позволяющий ввести автоматическую регулировку усиления (АРУ).

Схемотехнически УПЧ отличаются от УРЧ только применением фильтров, настроенных на фиксированную промежуточную частоту.

Для преобразования принимаемого сигнала в сигнал ПЧ в супергетеродинном приемнике имеется частотно-преобразовательный каскад, состо-

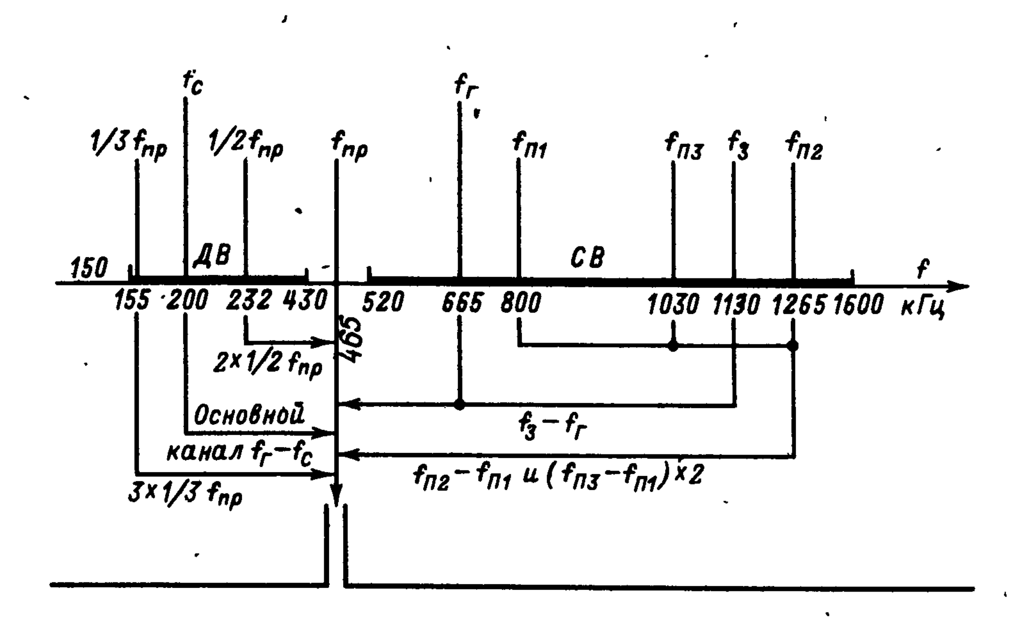


Рис. 2.1

ящий из смесителя частот и гетеродина. Частота гетеродина $f_г$ должна отличаться от частоты принимаемого сигнала f_c на $f_{ПЧ}$ во всем диапазоне принимаемых частот. Получение $f_{ПЧ}$ возможно при двух значениях частоты гетеродина $f_г>f_c$ и $f_г<f_c$. Так как при $f_г<f_c$ коэффициент перекрытия по частоте контура гетеродина должен быть больше, чем контура, настроенного на сигнал принимаемой частоты, то следует выбирать $f_г>f_c$. Промежуточная частота может быть выбрана как ниже наименьшей частоты принимаемого сигнала $f_{ПЧ}<f_{c\,min}$, так и выше максимальной частоты принимаемого сигнала $f_{ПЧ}>f_{c\,max}$. Большинство современных приемников диапазонов ДВ, СВ и КВ выполняется с УПЧ, настроенным на частоту 465 кГц, лежащую в промежутке между диапазонами ДВ и СВ. Супергетеродинные приемники, в которых $f_{ПЧ}>$ $>f_{c\,max}$, называются инфрадинными и обладают определенными особенностями, определяющими их преимущественное применение в профессиональных и полупрофессиональных (для спортивной связи на КВ) приемниках.

Особенностью супергетеродинных приемников является наличие побочных каналов приема на ПЧ, на зеркальной частоте $f_з$, на комбинационных частотах $f_к$ (каналы приема на гармониках гетеродина и ПЧ принимаемого сигнала и др.). Возникновение побочных каналов приема заложено в самом принципе преобразования частоты и поясняется примером на рис. 2.1, где приняты (кроме уже известных) следующие обозначения: $f_{п1}$, $f_{п2}$, $f_{п3}$ — частоты помех. Чувствительность по комбинационным каналам приема в значительной степени зависит от свойств преобразователя частоты напряжений сигнала и гетеродина, формы колебаний гетеродина и распределения усиления и селективности по тракту радиочастоты приемника.

При наличии на входе супергетеродинного приемника перестраиваемого фильтра или селективного УРЧ они играют роль предварительного селектора (преселектора), ослабляющего чувствительность по побочным каналам приема. В этом случае органы настройки преселектора и гетеродина должны быть сопряжены. С повышением частоты принимаемых сигналов при реально достижимой добротности контуров расширяется полоса пропускания преселектора и ухудшаются его селективные свойства, поэтому до преобразователя частоты в супергетеродинном приемнике иногда приходится иметь 2—3 перестраиваемых контура, что существенно усложняет его конструкцию. Иногда более целесообразным является применение двойного преобразования частоты.

При двойном преобразовании частоты первую ПЧ выбирают достаточно большой, чтобы при простом преселекторе получить значительное ослабление первого зеркального канала. Соотношение между первой и второй ПЧ обычно выбирают из условия $f_{ПЧ1}/f_{ПЧ2} \leqslant 2Q_{ПЧ1}/\sqrt[n]{d_{з2}}$, где $d_{з2}$ — необходимое ослабление зеркального канала второй промежуточной частоты; n — число контуров ПЧ1; $Q_{ПЧ1}$ — добротность контуров ПЧ1.

В диапазоне УКВ, где применяется широкополосная ЧМ, соседние каналы расположены довольно далеко друг от друга, а полоса пропускания тракта УПЧ должна быть достаточно широкой (≈ 150 кГц), можно повысить селективность по зеркальному каналу без усложнения преселектора и при однократном преобразовании за счет повышения ПЧ.

Стабильность настройки приемника прямого усиления определяется стабильностью параметров примененных в нем фильтров, а стабильность настройки супергетеродинного приемника — главным образом стабильностью частоты гетеродина. Для увеличения стабильности частоты гетеродина применяют различные меры: повышают стабильность элементов, входящих в колебательный контур гетеродина, стабилизируют напряжение питания, используют автоматическую подстройку частоты (АПЧ) гетеродина и диапазонно-кварцевую стабилизацию частоты гетеродина. В последнем случае гетеродин вместе с устройствами его стабилизации и опорным кварцевым генератором образует синтезатор частот (СЧ). Синтезаторы частот позволяют осуществлять фиксированную настройку на частоту радиостанции независимо от наличия её сигналов в любом радиовещательном диапазоне. Они применяются в профессиональных и в сложных (дорогих) РВ приемниках.

Для удобства эксплуатации в приемниках применяют индикаторы точной настройки (ИН), индикаторы уровня сигнала, фиксированную (ФН) и автоматическую (АН) настройки на радиостанции и т. п.

Приемники прямого усиления. Простейшие приемники, позволяющие получить уверенный прием мощных местных радиостанций, можно выполнять по схеме на рис. 2.2,*а*. Единственный транзистор радиочастотного тракта используется в детекторном каскаде. Необходимая чувствительность достигается благодаря ПОС (регенерации), величина которой не должна превышать порог самовозбуждения. Схема другого регенеративного приемника приведена на рис. 2.2,*б*. В состав этого приемника входит УРЧ, повышающий чувствительность и селективность, а также дающий возможность ввести цепь АРУ, уменьшающую вероятность перегрузки детекторного каскада при сильных входных сигналах. Приемник, выполненный по приведенной схеме, требует сопряжения

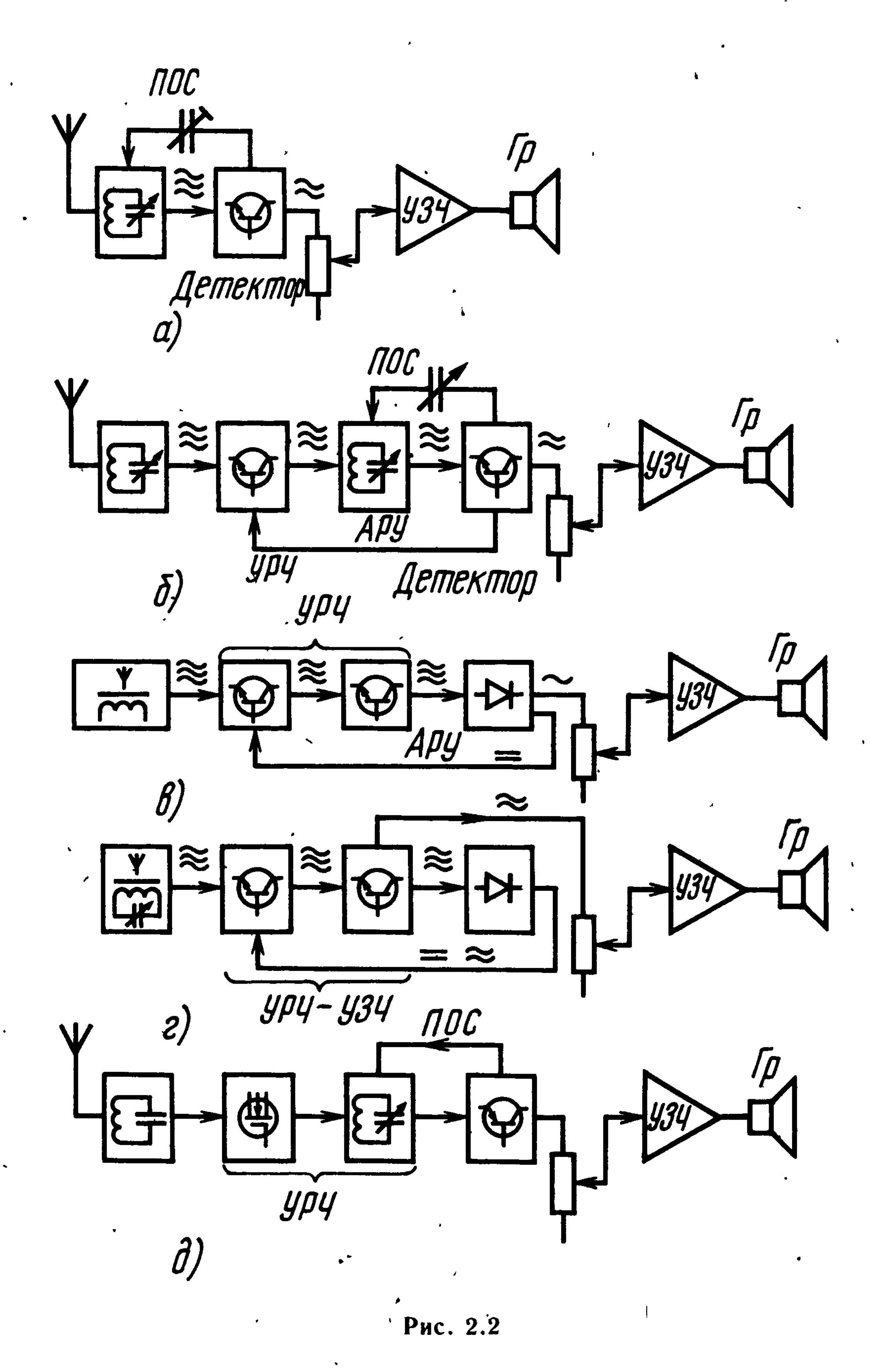


Рис. 2.2

перестраиваемых контуров в УРЧ и входной (антенной) цепи, что усложняет его конструкцию и налаживание. Поэтому большинство радиолюбительских приемников прямого усиления выполняется по схеме на рис. 2.2, *в*. За входным контуром в этом случае следует двухкаскадный широкополосный (апериодический) УРЧ, обеспечивающий необходимую чувствительность при приеме местных мощных радиостанций без применения обратной связи. Приемник может быть выполнен по данной схеме как с АРУ, так и без нее.

Иногда для упрощения конструкции приемник выполняют по рефлексной схеме. Такая схема представлена на рис. 2.2, *г*. В этом случае транзисторы тракта УРЧ дополнительно используются для усиления звуковой частоты; это возможно из-за значительного различия между частотами усиливаемых колебаний. Рефлексный приемник может применяться при низких требованиях к качеству воспроизведения, т. к. в нем усиливаемые сигналы существенно искажаются.

На рис. 2.2, *д* приведена схема сверхрегенеративного приемника, предназначенного для приема УКВ ЧМ вещания в дальней зоне от РВ станции. Сравнительно высокая чувствительность такого приемника позволяет принимать слабые сигналы при малом числе применяемых транзисторов. Низкая селективность приемника не позволяет осуществлять уверенный прием при высокой напряженности электромагнитного поля от нескольких передающих станций в месте приема.

Супергетеродинные приемники. На рис. 2.3, *а* изображена схема супергетеродинного приемника: входной контур, смеситель частот, гетеродин, двухкаскадный УПЧ с ФПЧ в качестве нагрузок усилительных каскадов, детектор и УЗЧ. В приемниках с КВ диапазоном обычно имеется стабилизатор напряжения питания гетеродина. По такой схеме в настоящее время изготавливается большинство радиолюбительских и выпускаемых промышленностью РВ приемников.

На рис. 2.3, *б* представлена схема приемника, типичная для применения интегральных микросхем. Здесь селекция по ПЧ осуществляется с помощью фильтра основной селекции ФОС, а ПЧ

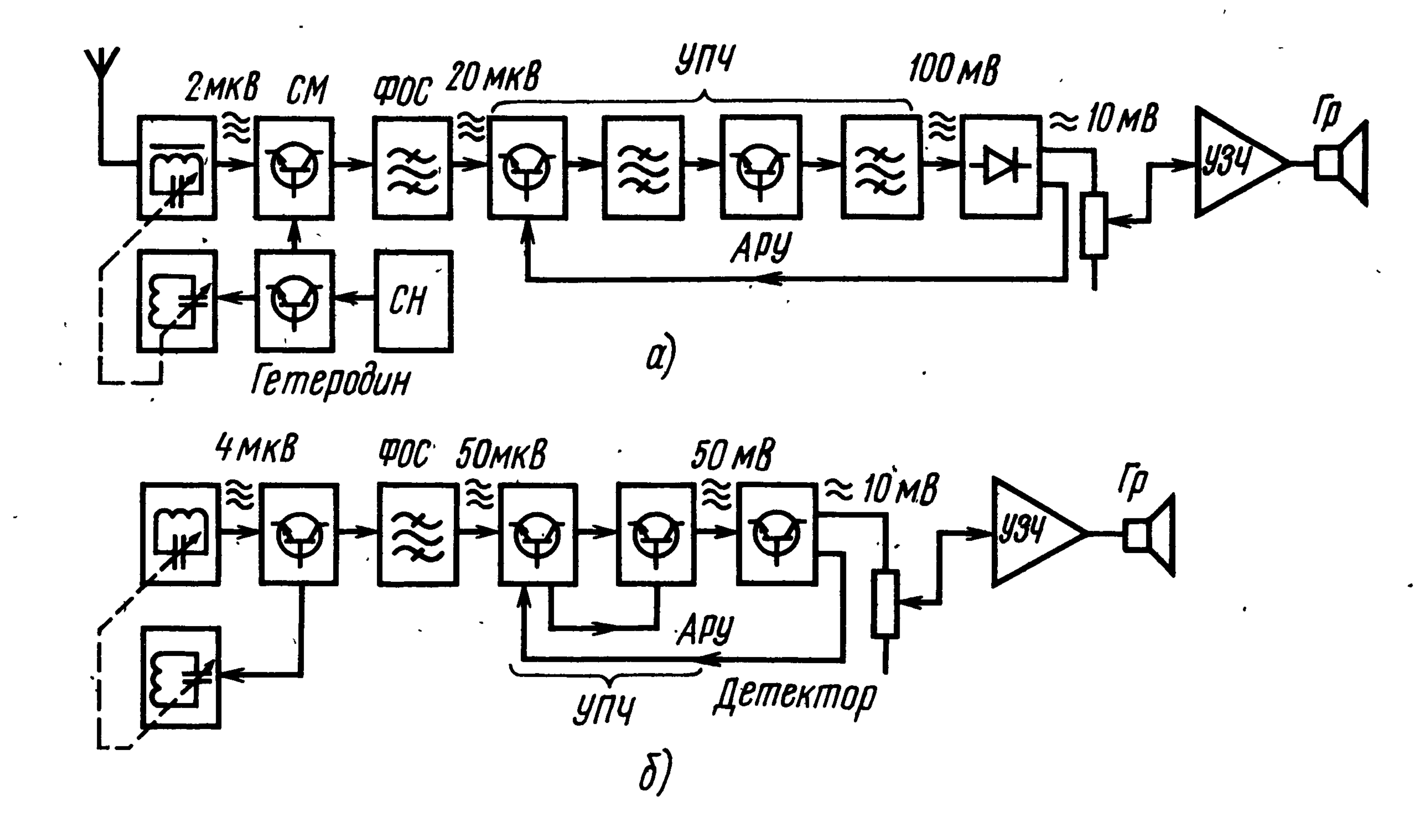


Рис. 2.3

усиливается в апериодическом УПЧ. Применение в качестве ФОС электромеханических или пьезокерамических ФПЧ практически избавляет от настроечных работ при налаживании УПЧ, что делает приемники по этой схеме особенно приемлемыми для повторения в радиолюбительской практике.

Необходимость значительного расширения полосы пропускания УПЧ при приеме ЧМ сигналов в приемниках с УКВ диапазоном не позволяет применять одни и те же ФПЧ для приема АМ и ЧМ сигналов. По этой причине и для повышения селективности по зеркальному каналу в приемниках с диапазоном УКВ применяют две различные ПЧ. Для экономии транзисторов и благодаря существенному различию в значениях ПЧ (0,465 и 10,7 МГц) наиболее широкое распространение получили приемники с совмещенными трактами ПЧ для АМ и ЧМ сигналов. Схема такого приемника представлена на рис. 2.4. Тракт ПЧ отличается от приведенного на рис. 2.3, *а* одновременным включением в выходные цепи транзисторов преобразователя частоты АМ и УПЧ фильтров, настроенных на частоты двух ПЧ (обозначено АМ/ЧМ) и наличием детектора ЧМ (частотного детектора). Преобразователь частоты АМ в этом приемнике используется в качестве дополнительного УПЧ ЧМ, а преобразование частот УКВ диапазона в ПЧ при приеме ЧМ проводится в дополнительном, обычно функционально законченном устройстве — блоке УКВ. В блок УКВ входит УРЧ диапазона УКВ и преобразователь частоты, наиболее часто совмещенный с гетеродином. Наличие на выходе частотного детектора напряжения, зависящего от частоты, позволяет ввести без дополнительного усложнения цепь АПЧ гетеродина в диапазоне УКВ, где абсолютная нестабильность частоты гетеродина велика и требовала бы без применения АПЧ периодической подстройки приемника на частоту радиостанции. При переключении приемника в диапазон УКВ необходимо коммутировать выходы детекторов АМ и ЧМ, подключать блок УКВ к тракту ПЧ и включать питание блока УКВ.

Более простой в изготовлении и регулировке приемник с диапазоном УКВ можно выполнить по схеме на рис. 2.5. В ее основу положена схема приемника, приведенная на рис. 2.3, *б*. Тракт АМ выполнен с апериодическим УПЧ. Селекция проводится в переключаемых ФОС АМ и ЧМ, а для преобразования частоты используется один и тот же смеситель частот и гетеродин, выполненный с учетом специфики УКВ диапазона. Для компенсации уменьшения усиления в апериодический тракт ПЧ на более высокой ПЧ ЧМ введен дополнительный каскад усиления ПЧ. Роль этого каскада может выполнять транзистор амплитудного детектора. Такое решение вместе с отсутствием блока УКВ делает приемник, выполненный по этой схеме, более экономичным.

В крупных городах наличие большого числа программ в диапазоне УКВ, а также различного рода помех в диапазонах ДВ, СВ и КВ требует

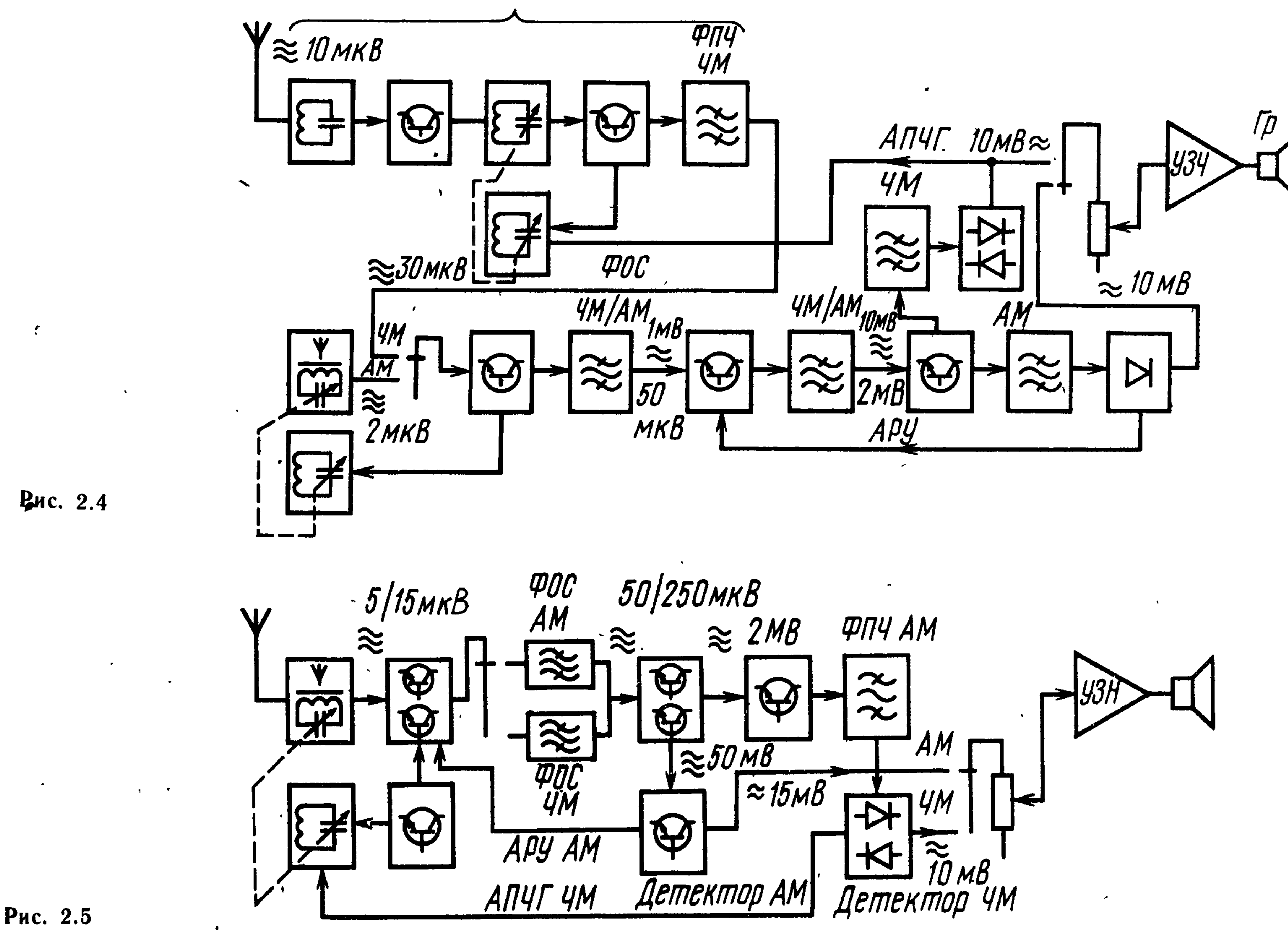


Рис. 2.4

Рис. 2.5

улучшения реальной селективности приемников. Это обстоятельство приводит к существенному усложнению супергетеродинных приемников и тюнеров, применяемых в высококачественных радиокомплексах. Тюнеры для радиокомплексов обычно выполняют либо только на диапазон УКВ, либо всеволновыми. Учитывая возрастающее с повышением требований к характеристикам трактов АМ и ЧМ различие в схемотехническом и конструктивном выполнении трактов радиочастоты и относительную простоту и дешевизну УПЧ, целесообразно разделять тракты приема АМ и ЧМ сигналов. По этой причине далее рассматриваются отдельно схемотехнические решения для АМ и ЧМ приемников.

На рис. 2.6 приведена схема современного приемника ЧМ, рассчитанного для приема стереофонического радиовещания. В блок УКВ входят селективный УРЧ и смеситель частот, выполненные на полевых транзисторах, гетеродин и местная цепь АРУ, предотвращающая перегрузку смесителя при приеме сигналов с большим уровнем. Управление фиксированной или плавной настройкой и цепью АПЧ осуществляется блоком электронной настройки *БЭН*, содержащим, как правило, кнопочные или сенсорные переключатели, цепь термокомпенсированной стабилизации напряжения для подавления низкочастотных шумов в напряжении настройки, подводимом к варикапам контуров блока УКВ. В качестве элементов настройки в контурах блока УКВ применяются дискретные варикапы и варикапные матрицы, обеспечивающие малую зависимость емкости контура от уровня принимаемых сигналов. В цепи АПЧ применяют индикатор точной настройки *ИН* на частоту радиостанции.

Тракт ПЧ в современных приемниках, как правило, выполняют на микросхемах, содержащих малошумящий апериодический УПЧ с большим коэффициентом усиления, ограничитель и частотный детектор. Для сохранения большого соотношения сигнал/шум ФОС разбит на две части, между которыми включен дополнительный каскад ПЧ на полевом транзисторе, сочетающем высокую линейность вольт-амперной характеристики (ВАХ) с малым уровнем собственных шумов. На выходе детектора ЧМ в таком приемнике включены стереодекодер *СДК* с индикатором наличия стереосигнала *ИСС* и блок бесшумной настройки *БН*, отключающий УЗЧ при перестройке с канала на канал или окончании работы радиостанции. В стереоканалах УЗЧ (*УЗЧ-А* и *УЗЧ-Б*) применяются электронные регуляторы громкости, которые синхронно управляются одним органом управления *РГ* через блок *БН* или дистанционно через блок автоматики и дистанционного управления (на схеме не указаны). Стереотракт УЗЧ может оканчиваться как громкоговорителями, если по этой схеме выполнен стереоприемник УКВ, так и унифицированными разъемами для подключения к усилительно-коммутационному устройству *УКУ*, входящему в состав радиокомплекса.

Примерно по такой же схеме строятся и высококачественные приемники АМ (рис. 2.7). Тракт усиления РЧ отличается только конструкцией и, в частности, наличием переключателя диапазонов. Приемник настраивается строенным или счетверенным блоком конденсаторов переменной емкости (КПЕ). На выходе УПЧ кроме детекторов сигнала и АРУ включен частотный детектор для АПЧ в диапазоне КВ или во всех диапазонах приемника. В цепи АРУ применен дополнительный УПТ. Имеется блок *БН* и *ИН*, часто совмещенный с индикатором относительного уровня принимаемого сигнала. Такой тракт приема АМ может быть совмещен с описанным ранее трактом ЧМ (см. рис. 2.6) как схемотехнически (с совмещением функций отдельных каскадов), так и конструктивно. Однако современ-

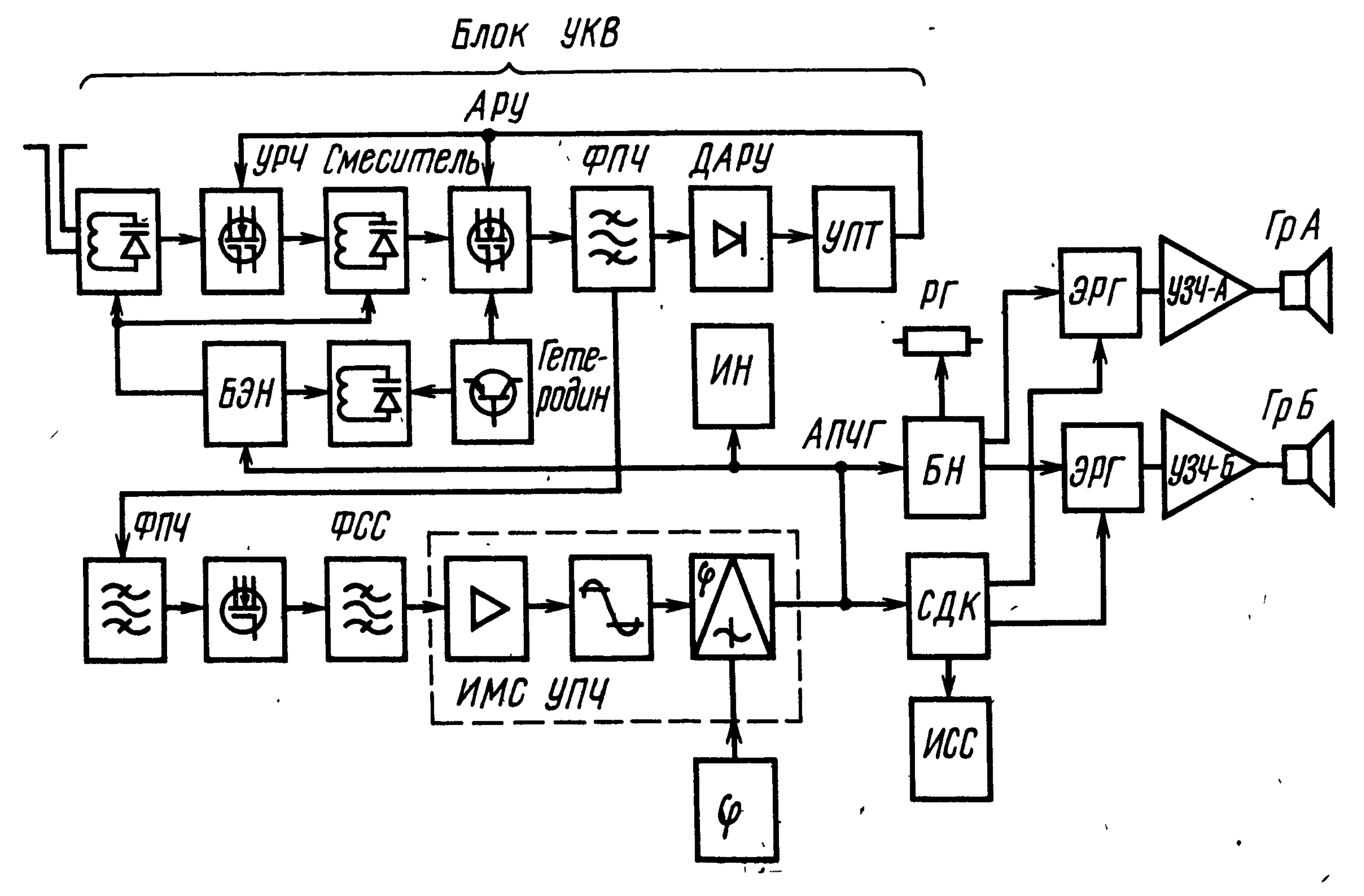


Рис. 2.6

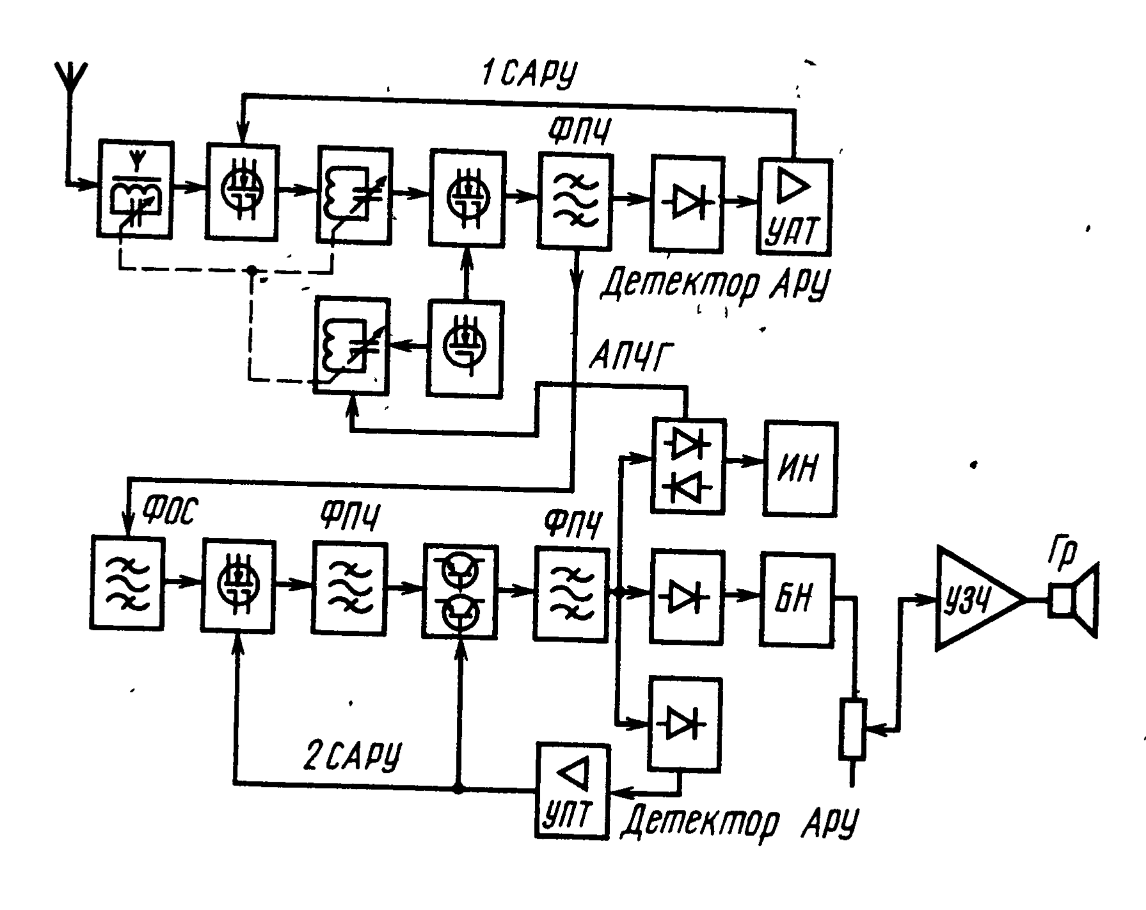


Рис. 2.7

ные приемники АМ все чаще выполняют по инфрадинным схемам, которые в значительно меньшей степени совмещаются с трактами приема ЧМ.

Для пояснения принципа инфрадинного приема на рис. 2.8 представлена схема простого инфрадинного приемника с электронной настройкой. На входе приемника нет перестраиваемого преселектора, он заменен ФНЧ, пропускающим всю полосу принимаемых частот (в данном случае 0,1 — 1,6 МГц). Промежуточная частота, лежащая выше самой высокой принимаемой частоты (1,84 МГц) и зеркальная полоса частот приема (3,78 — 5,3 МГц) эффективно подавляются входным ФНЧ. Для облегчения выполнения требований селективности по соседнему каналу приема применяется двойное преобразование частоты. Первый преобразователь для уменьшения перекрестных искажений выполнен на полевом транзисторе. Второй преобразователь и тракт УПЧ ничем не отличаются от аналогичных каскадов обычного супергетеродинного приемника. Малое перекрытие по частоте в контуре гетеродина (1,94—3,46 МГц) позволяет в качестве органа настройки применить варикап со сравнительно небольшим перекрытием по емкости. Это в свою очередь позволяет применить в приемнике цепь автоматической и ручной настройки на радиостанции, которая осуществляется системой автоматического регулирования (САР). Для точной настройки и удержания радиостанции в УПЧ введен детектор АПЧ и *ИН*.

Схема современного высококачественного тракта инфрадинного приемника, обеспечивающего настройку с точностью до 5 кГц, вплоть до 30 МГц, приведена на рис. 2.9. Характерной особенностью такого приемника является бесконтактное переключение диапазонов. Переключение диапазонов осуществляется изменением частоты первого гетеродина на 1 МГц, а настройка в пределах 1 МГц — последующим трактом *УПЧ2* и вторым гетеродином. Для поддержания стабильности частоты первого гетеродина в приемнике применена диапазонно-кварцевая стабили-

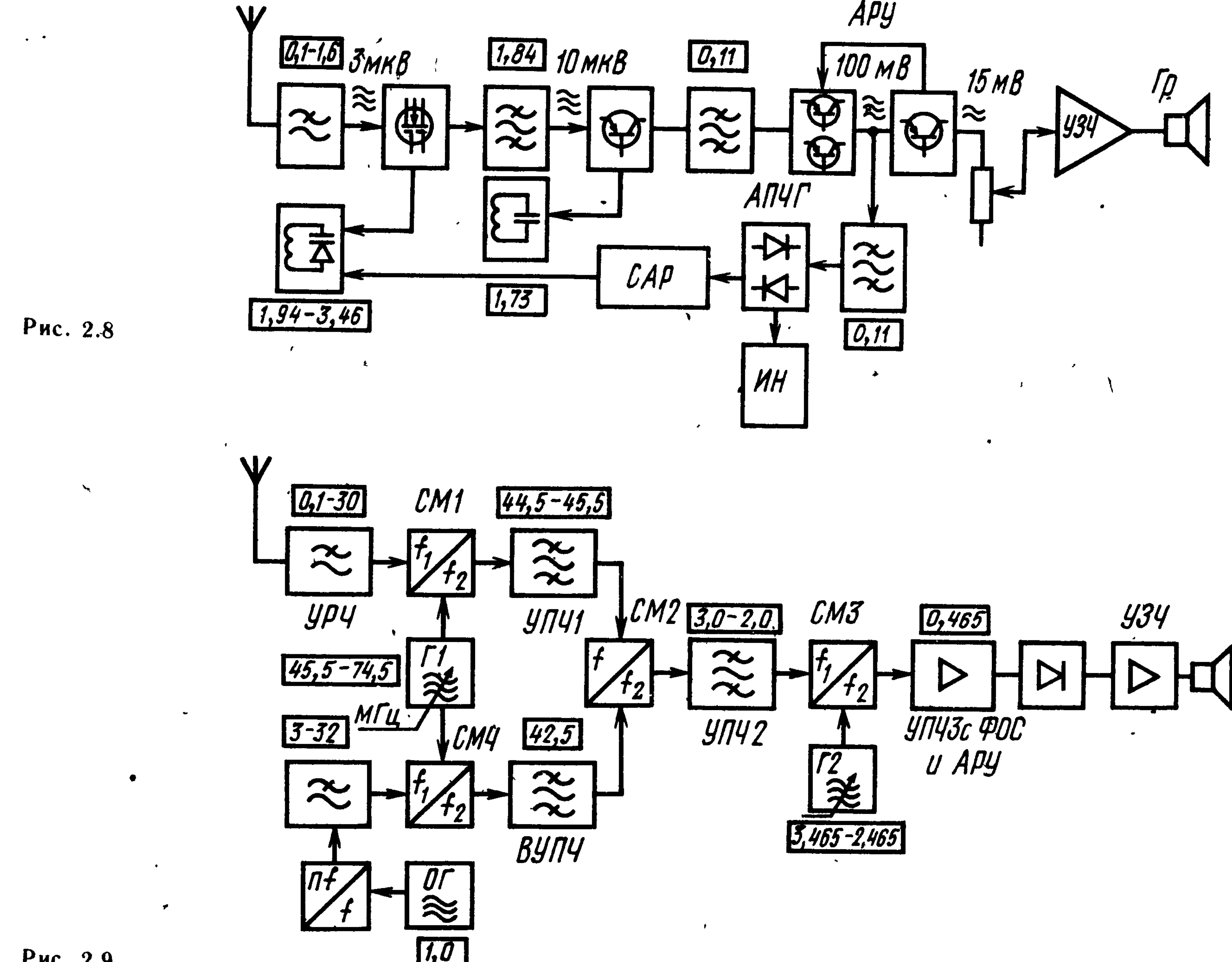


Рис. 2.8

Рис. 2.9

зация частоты опорным кварцевым генератором *ОГ*. Первый гетеродин может быть выполнен в виде синтезатора частот или по принципу компенсации уходов частоты, как в данном приемнике.

Цепь компенсации уходов частоты первого гетеродина состоит из опорного генератора, умножителя частоты, смесителя частот и вспомогательного тракта УПЧ (*ВУПЧ*), настроенного на вторую ПЧ, которая ниже первой ПЧ приемника (в данном случае на 3 МГц ниже верхней границы первой ПЧ). Погрешность установки частоты первого гетеродина вносит погрешность в точное значение как первой ПЧ приемника, так и во вспомогательную ПЧ цепи компенсации (полоса пропускания тракта *ВУПЧ* должна пропускать сигнал с этой погрешностью). Полученные сигналы с двумя ПЧ действуют на смеситель частот и создают точное значение второй ПЧ, т. к. равные погрешности первой ПЧ и *ВУПЧ* компенсируются.

Нестабильность частоты второго гетеродина мала и устройство в целом обеспечивает указанную ранее точность установки частоты. Приемник настраивается грубо через 1 МГц ручкой настройки первого гетеродина и плавно ручкой настройки второго гетеродина и *УПЧ2*. Имеется множество модификаций приемников подобного типа, они различаются применением в качестве первого гетеродина синтезатора частот, в котором одновременно получаются напряжения частот для второго и третьего смесителей (со стабильностью ОГ): наличием дополнительного гетеродина для приема сигналов радиостанций с однополосной модуляцией; применением электронной настройки; изменением частоты первого гетеродина; входящим в состав приемника (синтезатора) микропроцессором; применением кварцевых ФОС, обеспечивающих необходимую селективность по соседнему каналу на высоких частотах и т.п. Для дальнейшего повышения селективности и чувствительности в таких приемниках можно применять синхронные детекторы.

Синхронное детектирование АМ и ЧМ позволяет несколько улучшить параметры сложных радиоприемников и в то же время позволяет конструировать сравнительно простые приемники, особенно для приема ЧМ.

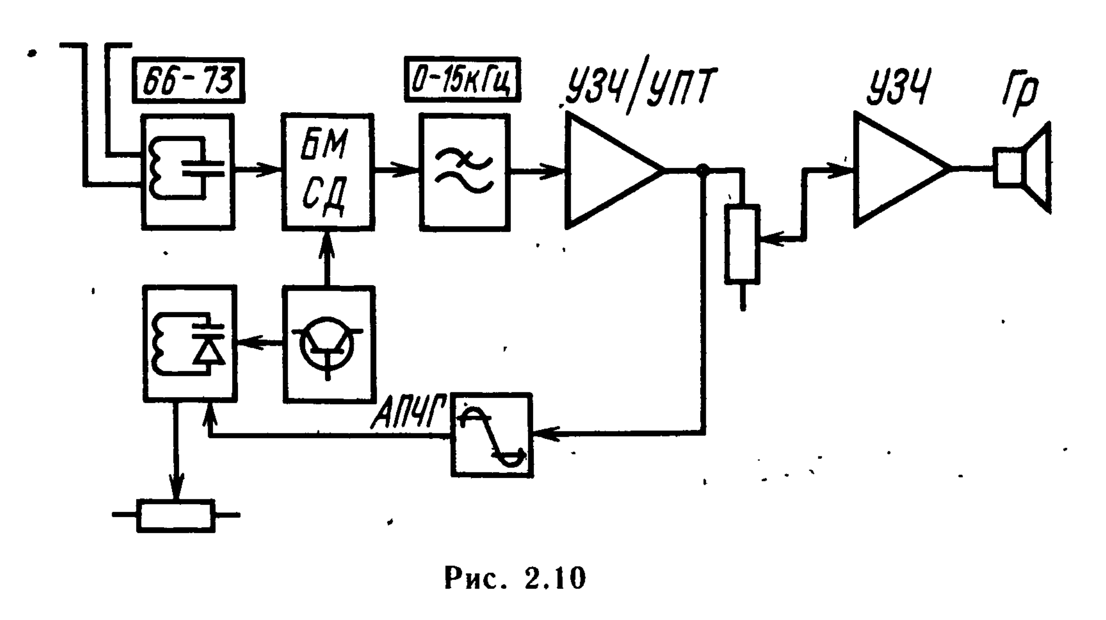


Рис. 2.10

Схема приемника ЧМ, построенного по принципу обратной связи по частоте (ОСЧ), с применением синхронного детектора приведена на рис. 2.10. Сравнительно широкополосный входной контур служит главным образом для согласования антенны со входом синхронного детектора (*СД*), выполненного по балансной схеме. На выходе *СД* включен ФНЧ с полосой пропускания, обеспечивающей подавление колебаний с частотами выше верхней частоты продетектированного сигнала. Этот фильтр осуществляет основную селекцию по соседнему каналу. На выходе ФНЧ включен усилитель звуковой частоты и постоянного тока. Напряжение с выхода этого усилителя используется в цепи ФАПЧ и цепи ОСЧ. Ограничитель в цепи ФАПЧ исключает захватывание гетеродина сигналом помехи. Частота гетеродина подстраивается цепью ФАПЧ с точностью до фазы на частоту принимаемого сигнала так, чтобы разность фаз между этими напряжениями составляла 90°. Обратная связь по частоте должна уменьшать индекс частотной модуляции до $m \approx 1$ для неискаженного детектирования более широкополосного, чем полоса пропускания приемника ЧМ сигнала. При выполнении этого условия возможен неискаженный прием ЧМ сигнала до уровней 10—20 мВ, не приводящих к искажению работы СД.

Приведенные структурные схемы приемников различны по сложности и позволяют реализовать различное качество основных характеристик приемников.

2.2. ПАРАМЕТРЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Радиовещательные приемники по требованиям, предъявляемым к их параметрам, делят на классы: высший, I, II, III и IV по ГОСТ 5651—76; для автомобильных приемников действует ГОСТ 17692—72, для стерео — ГОСТ 20842—75. За исключением выходной мощности и частично допустимых искажений сигнала при воспроизведении качественные показатели приемников определяются характеристиками их РЧ трактов. Поэтому с учетом общности параметров ЗЧ трактов приемников, телевизоров и бытовых электрофонов в табл. 2.1 приведены основные параметры только РЧ трактов приемников различных классов. Способы измерения параметров РЧ трактов регламентируются ГОСТ 9783—79. Ввиду отсутствия у большинства радиолюбителей необходимого комплекта измерительных приборов способы измерения параметров приведены далее с некоторыми упрощениями, не приводящими к существенным ошибкам в определении основных параметров.

Чувствительность РВ приемника. При приеме на внешнюю антенну чувствительность характеризуется минимальным РЧ напряжением на его входе [мкВ, мВ], а при приеме на встроенную антен-

Таблица 2.1. **Основные параметры РЧ трактов РВ приемников**

Параметр	Диапазон	Норма по классам				
		Высший	I	II	III	IV
Диапазоны принимаемых частот (волн)	ДВ, кГц (м)	150,0—405,0 (2 000,0—740,7) 150,0—350,0 (2 000,0—840,3)				
	СВ, кГц (м)	525,0—1605,0 (571,4—186,9)				
	КВ, МГц (м)	3,95—12,10 (75,9—24,8)				
	УКВ, МГц (м)	65,8—73,0 (4,56—4,11)				
Реальная чувствительность при отношении сигнал/шум в диапазонах АМ не менее 20 дБ и в диапазоне УКВ не менее 26 дБ, не ниже, со входа для внешней антенны, мкВ, в диапазонах приемника:						
а) стационарного	ДВ	50	150	150	200	300
	СВ	50	100	100	150	250
	КВ	50	100	150	200	300
	УКВ ($R_{вх}$ = 75 Ом)	2,5	5	5	15	15
б) переносного	ДВ	100	150	250	400	500
	СВ	100	100	200	300	400
	КВ	100	150	200	200	—
	УКВ	5	10	20	—	—
в) автомобильного	ДВ	—	120	175	250	—
	СВ	—	40	60	75	—
	КВ	—	40	50	—	—
	УКВ	—	6	10	10	—
С внутренней антенной, мВ/м, в диапазонах	ДВ	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
	СВ	0,5	0,7	1,0	1,5	2,0
	КВ	0,15	0,3	0,4	0,5	0,75
	УКВ	0,010	0,015	0,050	0,100	0,150
Селективность, дБ, не менее, по соседнему каналу (при расстройке на ±9 кГц) в диапазонах ДВ и СВ приемника:						
а) стационарного		55	40	35	30	26
б) переносного		50	40	30	22	18
в) автомобильного		—	40	32	30	—
по соседнему каналу двухсигнальная (при расстройках на 120 и 180 кГц) в диапазоне УКВ:						
отношение сигнал/помеха на выходе, дБ		—	—	20		—
отношение помеха/сигнал на входе, дБ, не менее		—	—	0		-
по зеркальному каналу на частотах диапазонов приемника:						
а) стационарного	ДВ (250 кГц)	60	46	40	34	34
	СВ (1 МГц)	54	34	34	34	30
	КВ (12 МГц)	26	16	12	10	10
	УКВ (69 МГц)	50	40	32	26	22
б) переносного	ДВ (250 кГц)	60	40	34	26	20
	СВ (1 МГц)	54	36	30	20	20
	КВ (12 МГц)	26	16	12	10	10
	УКВ (69 МГц)	50	40	32	26	20
в) автомобильного	ДВ (250 кГц)	—	50	46	46	-
	СВ (1 МГц)	—	46	46	46	—
	КВ (9 МГц)	—	26	14	—	—
	УКВ (69 МГц)	—	40	34	30	
Селективность по ПЧ, дБ, не менее, на частотах 370 и 560 кГц для приемника:						
а) стационарного		40	34	34	30	26
б) переносного		34	30	26	15	10
в) автомобильного		—	40	34	30	-
на частоте 66 МГц для приемника:						
а) стационарного		60	50	50	40	30
б) переносного		50	40	40	30	26
в) автомобильного		—	40	34	30	-
Промежуточная частота, МГц		0,465±0,002	1,84	6,8±0,1	10,7±0,1	

Продолжение табл. 2.1

Параметр	Диапазон	Норма по классам				
		Высший	I	II	III	IV
Действие АРУ в диапазонах АМ: изменение напряжения на входе, дБ (числитель), изменение напряжения на выходе, дБ, не более (знаменатель), приемника:						
а) стационарного		60/10	40/10	34/10	30/10	26/10
б) переносного		40/6	36/10	30/10	26/10	26/10
в) автомобильного		—	40/6	34/6	26/8	—
Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц, в диапазонах АМ приемника:						
а) стационарного		40—5600*	63—4000*	80—4000*	125—3550*	200—3150*
		40—7100	63—6300	80—6300	—	—
б) переносного		80—4000*	100—4000*	125—4000*	250—3550*	250—3150*
		8	8	200—4000	315—3550	450—3150
в) автомобильного		—	80—5000	125—4000	125—3550	—
в диапазонах ЧМ приемника:						
а) стационарного		40—16000*	63—12500*	80—10000*	125—7100*	200—6300*
		—	80—12500	100—10000	—	—
б) переносного		80—12500*	100—12500*	125—10000*	250—7100*	250—5000*
		—	—	200—10000	315—7100	—
в) автомобильного		—	80—10000	125—7100	125—6300	

Примечания: 1. Диапазоны воспроизводимых частот, помеченные звездочкой, для приемников группы А. 2. Питание переносных приемников осуществляется от источника с напряжением 12, или 9, или 6 В. 3. Чувствительность со входа универсального звукоснимателя 250 мВ, при входном сопротивлении 400 кОм и входной емкости 180 пФ. 4. Напряжение на выходе для подключения магнитофона на запись при нагрузке 25 кОм, не менее 10 мВ. 5. Эквивалент автомобильной штыревой антенны: $C_а = 12$ пФ; суммарная параллельная емкость соединительного кабеля и корпуса антенны $C_{пар} = 75$ пФ 6 Значение ПЧ = 1,84 МГц для приемников с двойным преобразованием частоты. То же, для частоты 6,8 МГц в диапазоне УКВ

ну — минимальной напряженностью электромагнитного поля радиостанции в месте приема [мкВ/м, мВ/м], при которых получается стандартная выходная мощность при заданных параметрах принимаемого сигнала и допустимом отношении сигнал/шум.

Способ измерения. Реальную чувствительность обычно измеряют на стандартных частотах, которые разделяют на группы в зависимости от количества измеряемых точек в каждом диапазоне принимаемых частот. Эти частоты для диапазонов ДВ, СВ, КВ и УКВ приведены в табл. 2.2. Генератор сигналов через необходимый эквивалент антенны (табл. 2.3) соединяют со входом приемника для определения чувствительности по напряжению или со стандартной рамкой (рис. 2. 11) для определения чувствительности по полю; устанавливают по шкале ГС необходимую частоту и включают модуляцию (ЧМ или АМ). К выходу приемника подсоединяют вольтметр переменного тока (желательно через полосовой фильтр, пропускающий только частоту модуляции). Регулятор громкости приемника устанавливают в положение наибольшей громкости и настраивают приемник на частоту ГС по максимуму сигнала на выходе, на середину полосы пропускания или по минимуму искажений. Регуляторы тембра и полосы пропускания должны находиться в положении, соответствующем широкой полосе пропускания. Изменяя уровень сигнала от ГС, добиваются на выходе приемника

Таблица 2.2. **Стандартные частоты для проверки параметров РВ приемников**

Диапазон 0,15—30 МГц			Диапазон 66—73 МГц		
21 частота	11 частот	3 частоты	5 частот	3 частоты	1 частота
160 кГц	160 кГц		66 МГц	66 МГц	
200 кГц					
250 кГц	250 кГц	250 кГц	67 МГц		
315 кГц					
400 кГц	400 кГц		69 МГц	69 МГц	69 МГц
560 кГц	560 кГц		71 МГц		
630 кГц			73 МГц	73 МГц	
800 кГц					
1,0 МГц	1,0 МГц	1,0 МГц			
1,25 МГц					
1,4 МГц	1,4 МГц				
1,6 МГц					
4,0 МГц	4,0 МГц				
6,1 МГц					
7,2 МГц	7,2 МГц	7,2 МГц			
9,6 МГц					
11,8 МГц	11,8 МГц				
15,3 МГц					
17,8 МГц	17,7 МГц				
21,6 МГц					
25,8 МГц	25,8 МГц				

Таблица 2.3. **Эквиваленты антенн (ГОСТ 9783—79)**

Эквивалент	Схема эквивалента антенны	Примечание
Для внешней антенны диапазонов ДВ, СВ, КВ автомобильных приемников	ГСВ-1, $R_н$, R_1, C_1 125, L_1 20мкГн, C_2, R_2 320, 400	R_1 = 80 — Rн/2, Ом; ГСВ-1 — генератор сигналов высокочастотный, работающий в диапазоне частот 0,1—50 МГц
Для штыревой антенны диапазонов ДВ, СВ, КВ автомобильных приемников	ГСВ-1, $R_н$, R_1, C_1, C_2	R_1 = 80 — Rн/2, Ом; C_1 — конденсатор, емкость которого равна емкости автомобильной антенны; C_2 — конденсатор, емкость которого равна параллельной емкости антенной системы[1]
Для штыревой антенны диапазона УКВ автомобильных приемников	ГСВ-2, R_2 22, C_1 9,1, L_1 0,7мкГн, R_1 75, C_2 18	ГСВ-2 — генератор сигналов высокочастотный, работающий в диапазоне частот 50—100 МГц
Для штыревой антенны диапазона КВ портативных приемников	ГСВ-2, R_1, R_2, L, C	R_1 = 80 — Rн/2, Ом; C_1 — конденсатор, емкость которого определяют исходя из геометрии выступающей части антенн и шасси приемника[1]
Для штыревой антенны диапазона УКВ портативных и стационарных приемников	ГСВ-1, $R_н$, R_1, C_1	Сопротивление R_1 определяют из условия $R_1 + R_2 = R_г$; R_2, L и C определяют исходя из геометрии размеров антенны, емкости корпуса приемника, диапазона принимаемых частот и других условий[1]

Примечание. Конкретные данные C_1, C_2, L; R_2; C приводятся в техническом описании приемника или рассчитываются по графикам, приведенным, например, в книге Калихмана С. Г., Левина Я. М. «Радиоприемники на полупроводниковых приборах. Теория и расчет». — М.: Связь, 1979. — 352 с., ил.

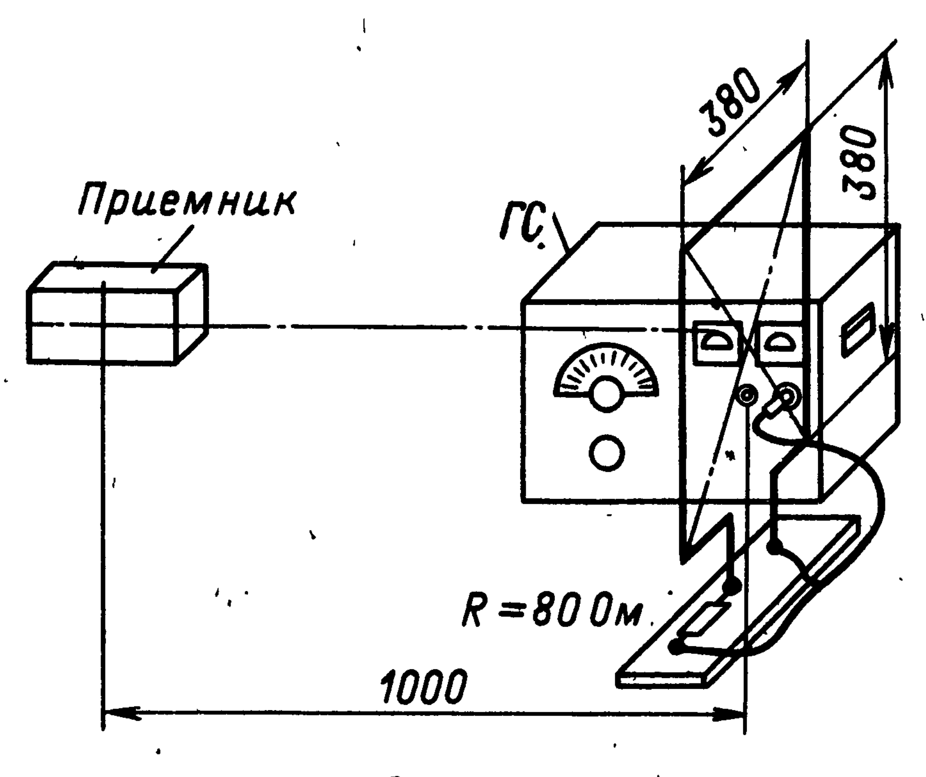


Рис. 2.11

напряжения, соответствующего стандартной выходной мощности. После получения стандартной мощности выключают модуляцию ГС и определяют уровень шума на выходе приемника. Если заданное отношение сигнал/шум не выполняется, подбирают такое положение регулятора громкости приемника и такой уровень сигнала от ГС, при которых обеспечиваются стандартная выходная мощность и заданное отношение сигнал/шум. Если отношение сигнал/шум всегда более заданного, то чувствительность приемника ограничена усилением.

При измерении максимальной чувствительности регулятор громкости ставят в положение, соответствующее наибольшей громкости, а регуляторы тембра и полосы — в положения, соответствующие самой узкой полосе пропускания. Изменением уровня сигнала от ГС до-

биваются на выходе приемника напряжения, соответствующего стандартной выходной мощности; при этом соотношение сигнал/шум на выходе приемника при выключенной модуляции ГС может оказаться менее заданного. В этом случае чувствительность ограничена шумами. Чувствительность измеряют при следующих условиях: глубина модуляции несущей частоты ГС $m=0{,}3$ (в случае ЧМ $m=0{,}3$ соответствует девиации частоты 15 кГц при пиковой девиации 50 кГц); частота модуляции $F=1000$ Гц; стандартная выходная мощность 50 мВ · А для приемников с номинальной выходной мощностью $P_{вых} \geqslant 150$ мВ · А и 5 мВ · А для приемников с $P_{вых} < 150$ мВ · А; отношение сигнал/шум составляет 20 дБ для АМ и 26 дБ для ЧМ сигналов.

Селективность РВ приемника — совокупность параметров, характеризующих его способность ослаблять мешающее действие сигналов в различных дополнительных (побочных) каналах приема. Параметры селективности современных супергетеродинных РВ приемников разделяются на три группы: параметры, обусловленные недостаточной селективностью в тракте ПЧ — селективность по соседнему каналу; параметры, обусловленные взаимодействием сильной помехи и полезного сигнала — перекрестные искажения, коэффициент забития, интерференция между несколькими сигналами; параметры, обусловленные супергетеродинным способом приема — ослабление сигналов на частотах, равных ПЧ, зеркальному и другим дополнительным каналам приема.

Селективность РВ приемника при малых уровнях подводимых сигналов, т. е. в пределах линейной части амплитудной характеристики, можно с достаточной точностью измерить односигнальным способом, наиболее часто применяемым в радиолюбительской практике. При этом способе схема измерения не отличается от схемы измерения чувствительности. Сначала генератор сигналов настраивают на частоту основного канала приема по максимуму показаний измерителя выходного напряжения, затем изменением частоты выходного сигнала настраивают ГС на частоту соседнего, зеркального или других дополнительных каналов приема и увеличивают его выходное напряжение до значения, при котором на выходе приемника получится прежнее значение выходного сигнала.

Для измерения реальной селективности применяют двухсигнальный способ, при котором необходимы два генератора сигналов. При этом способе ко входу РВ приемника или рамке генератора поля через соответствующий эквивалент антенны подсоединяют оба генератора сигналов. С помощью одного из них (при выключенном втором) устанавливают номинальную чувствительность приемника на основном канале приема и выключают модуляцию, а затем, настроив второй ГС на частоту соседнего, зеркального или иного дополнительного канала приема, увеличивают его выходное напряжение (при включенной модуляции) до появления выходного уровня сигнала, меньшего на 20 дБ (в 10 раз), чем при измерении чувствительности.

При обоих способах измерения проводят на частотах сигнала 250 кГц 1,0 и 7,2 МГц (на трех частотах — табл. 2.2) для АМ и на 69 МГц для ЧМ. Параметры модуляции такие же, как при измерении чувствительности; расстройка для частот соседнего канала приема 9 кГц для АМ и 180 кГц для ЧМ. Отношение чувствительности по дополнительным каналам приема к чувствительности на частоте основного канала приема дает значение селективности РВ приемника по соответствующему дополнительному каналу приема.

В соответствии с ГОСТ 9783—79 селективность по дополнительным каналам измеряют на следующих частотах: в диапазонах АМ сигнала — $2f_c + 3f_{пч}$; $2f_c + f_{пч}$; $3f_c + 4f_{пч}$; $3f_c + 2f_{пч}$; $4f_c + 5f_{пч}$; $4f_c + 3f_{пч}$; $5f_c + 6f_{пч}$; $5f_c + 4f_{пч}$; $f_c \pm 1/3f_{пч}$; $f_c \pm 1/2f_{пч}$; в диапазоне УКВ — $1/2\,f_c + 3/2f_{пч}$; $1/2f_c + f_{пч}$; $3/2f_c + f_{пч}$; $f_c + 1/2f_{пч}$; $2f_c + f_{пч}$; $3f_c + 2f_{пч}$.

Ширина полосы пропускания РЧ тракта при приеме АМ сигналов — интервал частот, на границах которого чувствительность снижается в 2 раза (на 6 дБ) по сравнению с резонансной.

Способ измерения. Измеряют чувствительность приемника при настройке на частоту ГС и, не изменяя настройки приемника и положения регуляторов громкости и тембра, увеличивают выходное напряжение генератора сигналов в 2 раза. После этого изменяют частоту ГС в обе стороны от резонансной до тех пор, пока измеритель выходного напряжения не покажет прежнее выходное напряжение. Разность частот расстройки равна полосе пропускания.

Диапазон принимаемых частот — область частот, на которые может быть настроен приемник.

Способ измерения. На вход приемника подают напряжение от ГС. Указатель настройки приемника располагают в крайних точках шкалы, после чего ГС настраивают по максимуму выходного напряжения. Соответствующую граничную частоту отсчитывают по шкале ГС. Границы диапазонов частот, соответствующие ГОСТ и Радиорегламенту, приведены в табл. 2.4. При необходимости получения большей точности измерений частоту ГС контролируют с помощью гетеродинного волномера или счетного частотомера.

Частотная характеристика всего тракта приемника (кривая верности по звуковому давлению) — зависимость между звуковым давлением, создаваемым акустической системой приемника и частотой модуляции при постоянной глубине модуляции и постоянном модулированном входном сигнале. Неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению определяется как отношение наибольшего звукового давления к наименьшему в заданном диапазоне частот. Из-за отсутствия в радиолюбительской практике электроакустических измерительных приборов кривая верности обычно не измеряется. При необходимости она может быть получена косвенным путем: перемножением ординат частотной характеристики приемника и ординат частотной характеристики по звуковому давлению громкого

Таблица 2.4. **Границы диапазонов частот, отведенных Международным союзом электросвязи для радиовещания**

Сокращенное название диапазона	Диапазон частот, МГц	Средняя измерительная частота, МГц	Сокращенное название диапазона	Дипазон частот, МГц	Средняя измерительная частота, МГц
ДВ	0,150 0,285	0,2	КВ 49 м	5,950—6,200	6,100
СВ	0,525—1,605	1,0	КВ 41 м	7,100—7,300	7,200
75 м	2,300 2,498	2,400	КВ 31 м	9,500—9,775	9,600
75 м	3,200 - 3,400	3,300	КВ 25 м	11,700—11,975	11,800
75 м	3,950 -4,000	3,975	КВ 19 м	15,100—15,450	15,300
75 м	4,750 4,995	4,900	КВ 16 м	17,700—17,900	17,800
75 м	5,005 - 5,060	5,030	КВ 13 м	21,450—21,750	21,600
			КВ 11 м	25,600—26,100	25,800
			УКВ	87,5—108,0	94

рителя (при наличии ее в паспортных данных громкоговорителя).

Способ измерения частотной характеристики. Генератор сигналов соединяют с приемником так же, как и при измерении чувствительности: выходное напряжение ГС делают равным 1 мВ, а глубину модуляции от внешнего звукового генератора равной 30%.

Регулятором громкости приемника устанавливают напряжение на его выходе, соответствующее стандартной выходной мощности. Регуляторы тембра и полосы пропускания устанавливают в положение, соответствующее наиболее широкой полосе пропускания. Изменяя частоту звукового генератора при неизменном коэффициенте модуляции (или девиации частоты при ЧМ), снимают зависимость выходного напряжения от частоты модуляции. Измерения проводят на частотах 200 кГц, 1 МГц (для АМ) и 69 МГц (для ЧМ).

Кроме перечисленных основных параметров РВ приемник характеризуется следующими вспомогательными параметрами, представляющими интерес для радиолюбителей.

Подавление амплитудной модуляции — выраженное в децибелах отношение выходного напряжения при ЧМ к максимальному напряжению при АМ.

Способ измерения. Генератор сигналов подсоединяют к приемнику, как при измерении чувствительности. Выходное напряжение устанавливают равным номинальной чувствительности. Включают амплитудную модуляцию с глубиной 30% и, расстраивая генератор на ±50 кГц от частоты точной настройки, определяют максимальное напряжение на выходе. К этому напряжению относят выходное напряжение при ЧМ.

Относительная погрешность градуировки шкалы — процентное отношение разности между частотой принимаемого сигнала и частотой, определяемой по шкале приемника, к частоте принимаемого сигнала. Значение параметра для различных классов приемников составляет 0,4—1,3% для ДВ, 0,5—2,5% для СВ, 1—3,5% для КВ.

Способ измерения. Генератор сигналов настраивают по индикатору настройки или по максимальному выходному напряжению приемника. Разность частот на шкалах приемника и ГС, отнесенная к частоте сигнала, дает погрешность градуировки в процентах. Измерения проводят для двух точек каждого поддиапазона. Для повышения точности измерений частоту ГС контролируют с помощью гетеродинного волномера или счетного частотомера.

Стабильность настройки приемника — способность его сохранять без подстройки неизменным качество выходного сигнала в течение длительного времени с момента включения приемника, а также при изменении напряжения источника питания и при климатических и механических воздействиях на него. Стабильность настройки супергетеродинного или синхронного приемника зависит в первую очередь от частотной (соответственно фазовой) стабильности частоты гетеродина. Стабильность настройки характеризуется уходом частоты настройки от самопрогрева, изменений температуры, влажности, напряжения источника питания и механических воздействий. Ее проверяют на наивысших частотах диапазонов.

Способ измерения. Счетный частотомер или гетеродинный волномер слабо связывают с гетеродином приемника. Через 5 мин после включения приемника проводят первый отсчет, через 15 — второй. Разность результатов двух измерений дает значение ухода частоты гетеродина.

Переходное затухание между стереофоническими каналами — затухание, определяющее ослабление одного из стереофонических каналов на выходе другого. В высококачественном приемнике уровень переходных затуханий всего тракта приемника должен составлять 20 дБ во всем диапазоне воспроизводимых частот. Для измерения необходимы специальные приборы — стереофонический модулятор и анализатор спектра, поэтому в радиолюбительской практике переходное затухание оценивается на слух при передаче тестовых сигналов РВ станцией.

Эффективность АРУ — величина, характеризующая степень поддержания постоянства сигнала на выходе приемника при изменении уровня сигнала на входе.

Способ измерения. Измерение проводят на частотах 1 и 69 МГц, так же как измерение чувствительности при выходном напряжении приемника, соответствующем стандартной мощности, и входном сигнале, равном 50 мВ. Затем напряжение от ГС уменьшают в заданное число раз.

Отношение напряжений на входе приемника, выраженное в децибелах, и соответствующее ему отношение напряжений на выходе характеризуют действие АРУ.

Параметры АПЧ. Коэффициент АПЧ — величина, характеризующая, во сколько раз изменение частоты настройки при выключенной АПЧ больше, чем при включенной, при одном и том же угле поворота ручки настройки РВ приемника или изменении частоты; полоса захвата АПЧ — полоса, ограниченная частотами, при подходе к которым извне срабатывает система АПЧ; полоса удерживания АПЧ — полоса частот, в пределах которой АПЧ вызывает изменение частоты настройки приемника, соответствующее изменению частоты входного сигнала.

Способ измерения. Измерения проводят на трех частотах всех поддиапазонов, в которых действует АПЧ, при входном уровне, в 3 раза большем номинальной чувствительности, без модуляции.

Гетеродинным волномером или частотомером, слабо связанным с последним каскадом УПЧ, измеряют значение ПЧ при точной настройке приемника на частоту ГС. Включают АПЧ и расстраивают ГС в обе стороны на 50—75 кГц при ЧМ и на 5—7 кГц при АМ, определяя соответствующие этим расстройкам значения ПЧ. Коэффициентом АПЧ будет наименьшее из отношений, вычисленное по формуле

$$K_{АПЧ} = [\,|f_c - f'_c|\,] / [\,|f_{пч} - f'_{пч}|\,].$$

Полосу захвата измеряют, подводя частоту ГС к частоте настройки приемника по шкале поочередно с обеих сторон после предварительной значительной расстройки (150—200 кГц для ЧМ и 15—20 кГц для АМ). Фиксируя частоты, на которых происходит захват АПЧ (по индикатору настройки или вольтметру постоянного тока, подключенному к выходу ЧМ детектора), определяют ширину полосы захвата АПЧ. Результатом измерения является ширина полосы частот, ограниченная частотами входного сигнала, при которых сработала система АПЧ.

Полосу удержания измеряют таким же способом, но проводят расстройку ГС поочередно в обе стороны от точной настройки, фиксируя частоты, при которых происходит срыв АПЧ. Результатом измерения является ширина полосы частот, ограниченная частотами, на которых нарушилась работа системы АПЧ.

Излучение гетеродина в диапазоне УКВ характеризует интенсивность помех от близко расположенного приемника (телевизора) из-за проникающего в антенну тока с частотой гетеродина.

Способ измерения. Вследствие больших трудностей измерения напряженности поля, создаваемого гетеродином, этот параметр приемника обычно определяют косвенным путем: измеряют напряжение сигнала гетеродина на входе блока УКВ при подключенном эквиваленте антенны. Напряжение на эквиваленте антенны 300 Ом не должно превышать 1,5 мВ, на 75 Ом — 0,75 мВ

2.3. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ. МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ

Входные цепи. Основное назначение входных цепей приемника — передача сигнала из антенны на преобразователь частоты, на вход УРЧ или детектор, осуществление селективности по соседнему каналу в приемниках прямого усиления, по зеркальному и соседнему каналам, промежуточной частоте и другим побочным каналам приема в супергетеродинных приемниках.

Входная цепь приемника на диапазонах ДВ, СВ и КВ, как правило, состоит из одного-двух резонансных контуров, настраиваемых на частоту принимаемого сигнала и элементов связи антенны с этими контурами. Величина и способ связи входного контура с антенной определяются заданными требованиями к чувствительности приемника и селективности входной цепи. Для получения максимальной чувствительности связь с антенной должна обеспечивать наибольший коэффициент передачи напряжения сигнала ко входу первого каскада.

В тех случаях, когда определяющую роль играет селективность входной цепи, связь с антенной выбирают из условий получения заданной селективности, мирясь с уменьшением чувствительности приемника. И наоборот, в приемниках III—IV классов в диапазонах ДВ и СВ и в диапазоне УКВ иногда применяют широкополосные цепи связи с антенной, не перестраиваемые в пределах данного диапазона.

Расчет элементов резонансного контура. Контур входной цепи в заданном диапазоне частот $f_{min} - f_{max}$ чаще всего перестраивается конденсатором переменной емкости (рис. 2.12). Расчет параметров контура проводят в следующем порядке.

1. Определяют коэффициент перекрытия диапазона по частоте

$$k_д = f_{max}/f_{min}.$$

2. Выбрав КПЕ, определяют параметр

$$C_{\sim} = C_к - C_н,$$

где $C_к$ и $C_н$ — конечная и начальная емкости конденсатора.

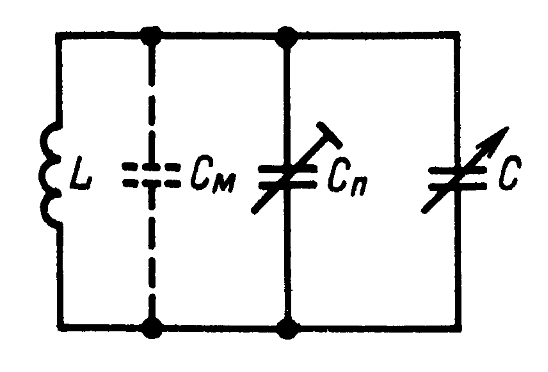


Рис. 2.12

3. Принимая емкость монтажа контура и переключателя диапазонов $C_м \approx 15 \div 30$ пФ, определяют начальную емкость контура по формуле

$$C_0 = C_м + C_п + C_н,$$

где $C_п$ — средняя емкость подстроечного конденсатора.

Если начальная емкость удовлетворяет условию $C'_0 \geqslant C \approx / (k_д^2 - 1)$, то индуктивность катушки определяют с помощью табл. 1.1 или по формуле

$$L_к = 25330 / [f_{min}^2 (C_\sim + C_0)],$$

где $L_к$, мкГн; $C_\sim$ и C_0, пФ; f_{min}, МГц.

Если же $C'_0 < C_м + C_п + C_н$, то следует применить конденсатор с большим значением $C_\sim$.

4. Определяют ослабление контуром помехи с частотой, отстоящей от резонансной частоты на величину $\Delta f = f_{рез} - f_п$; в случае малых расстроек

$$d = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta F}{f_{рез}} Q_э\right)^2}$$

и для больших расстроек

$$d = 2\Delta f Q_э / f_{рез},$$

где $f_{рез}$ — резонансная частота контура; $Q_э$ — эффективная добротность контура, зависящая от потерь, вносимых в него антенной и электронными приборами, связанными с контуром.

При перестройке контура варикапом параметры контура рассчитывают в следующем порядке.

1. Определяют коэффициент перекрытия диапазона по частоте $k_д$.

2. Определяют по техническим условиям на применяемый тип варикапа минимальное напряжение настройки $U_{н\,min}$.

3. По вольт-фарадной характеристике варикапа для напряжения $U_{н\,min}$ определяют конечную емкость варикапа $C_{в.к}$. На рис. 2.13, 2.14 приводятся вольт-фарадные характеристики варикапных матриц, которые наиболее употребимы в современной РВ аппаратуре.

4. Принимая емкость монтажа и переключателя диапазонов $C_м \approx 10$ пФ для приемников на биполярных транзисторах и $C_м \approx 15$ пФ для приемников на полевых транзисторах с полным подключением затвора к контуру, определяют необходимую начальную емкость варикапа

$$C_{в.н} = [C_{в\,к} - C_м (k_д^2 - 1)] / k_д^2.$$

5. По вольт-фарадной характеристике варикапа для найденной начальной емкости определяют необходимое максимальное напряжение настройки.

6. При расчете характеристик селективности контура следует принимать во внимание не только добротность контурной катушки Q_L, но и добротность варикапа $Q_в$, которая обычно составляет 100—150 для частот диапазонов ДВ, СВ, КВ и 50—100 для диапазона УКВ. Эффективная добротность контура вычисляется из выражения $1/Q_э = 1/Q_L + 1/Q_в$. Для сопряженной перестройки нескольких резонансных контуров необходим подбор начальной и конечной емкостей варикапов при одном и том же напряжении настройки. Учитывая сравнительно малый диапазон изменения емкости варикапов, необходимо стремиться к получению минимальной начальной емкости в контуре. Это достигается рациональным монтажом и применением электронной подстройки конечной емкости варикапов, отказом от применения подстроечных конденсаторов.

Способы связи входного контура с антенной. Связь входного контура с антенной осуществляется с помощью катушки или конденсатора. В первом случае связь называется трансформаторной, или индуктивной, во втором — емкостной.

Индуктивная связь (рис. 2.15, *а*) при частоте настройки антенной цепи $f_А$ ниже самой низкой частоты f_{min} данного поддиапазона обес-

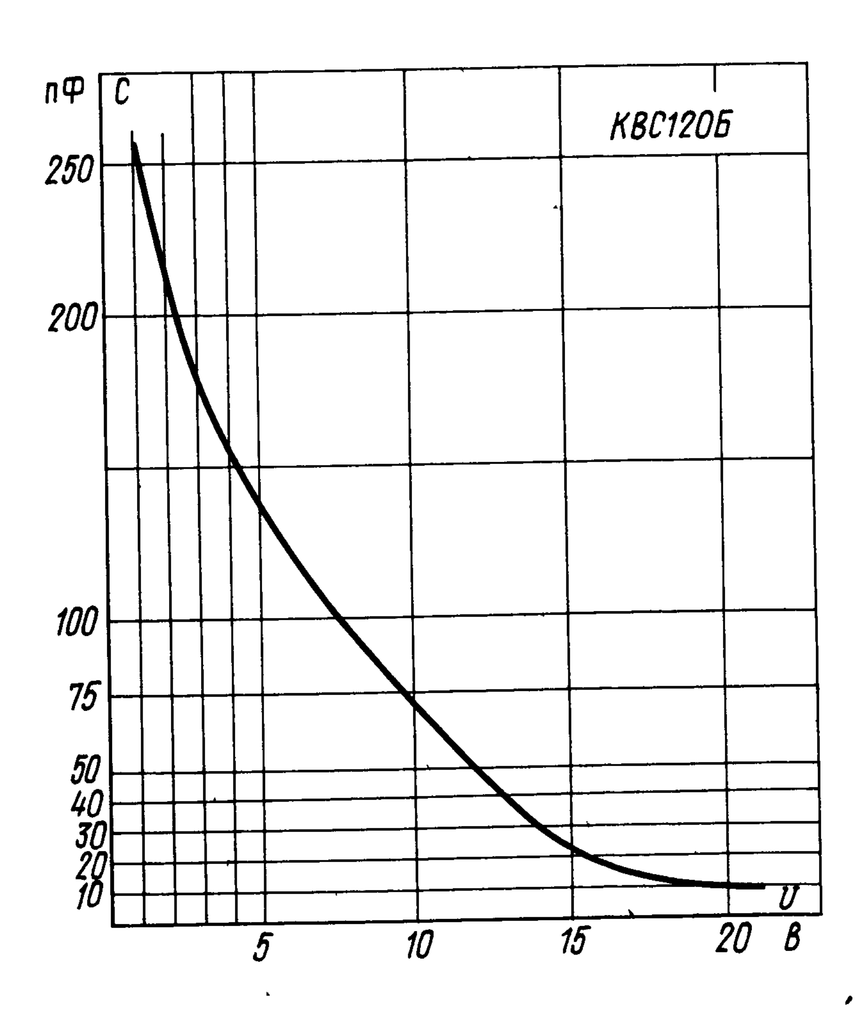


Рис. 2.13

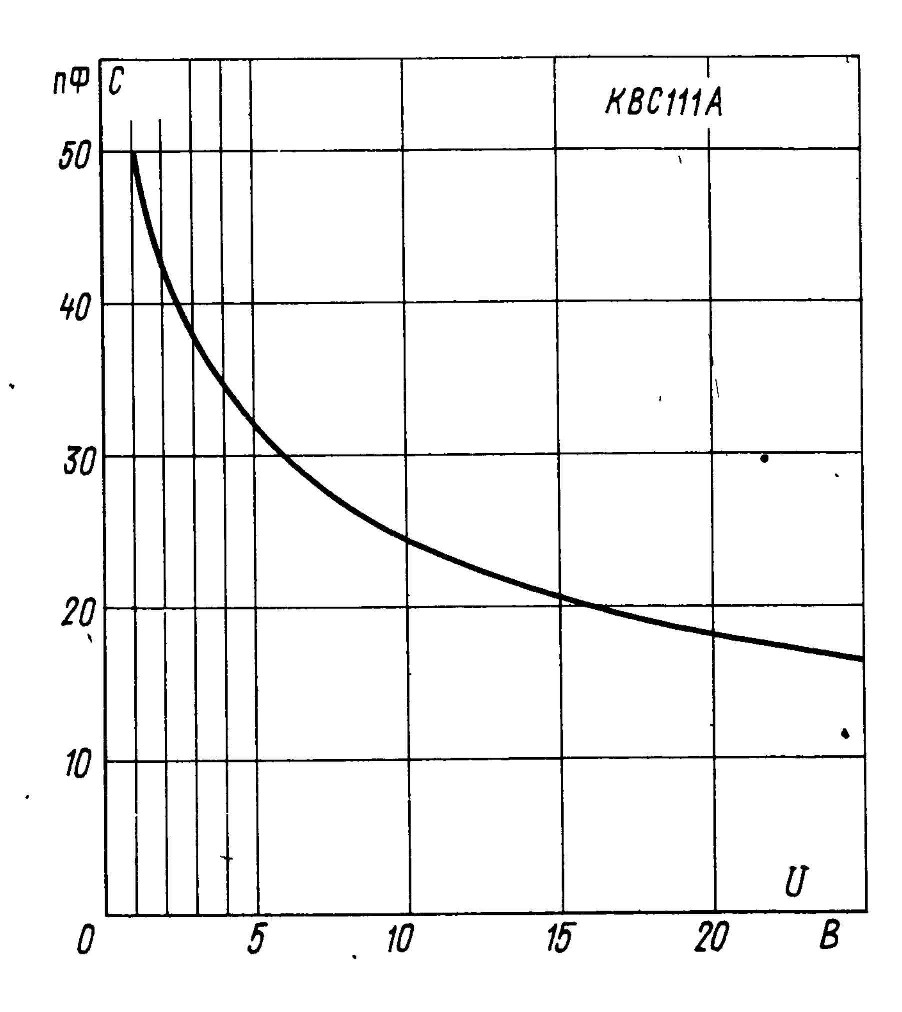


Рис. 2.14

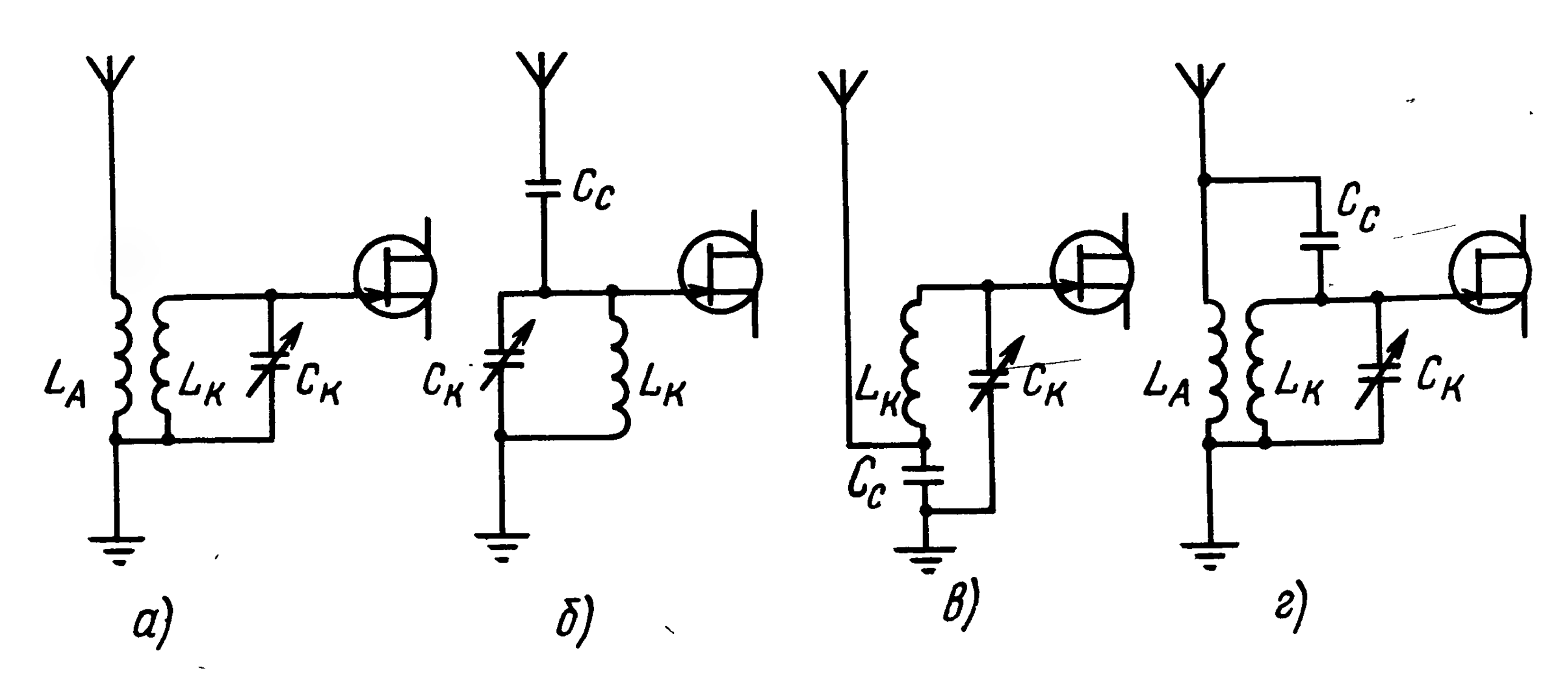


Рис. 2.15

печивает относительное постоянство коэффициента передачи напряжения $k_{вх}$ входного контура $L_кC_к$. Приближенный расчет $L_А$ и $k_{вх}$ можно провести с помощью номограммы на рис. 2.16 (M — взаимоиндуктивность между катушками $L_А$ и $L_к$).

Емкостная связь отличается большей неравномерностью коэффициента передачи (при применяемой обычно настройке контура переменным конденсатором), чем индуктивная, но из-за простоты применяется в несложных приемниках или в приемниках с узким частотным диапазо-

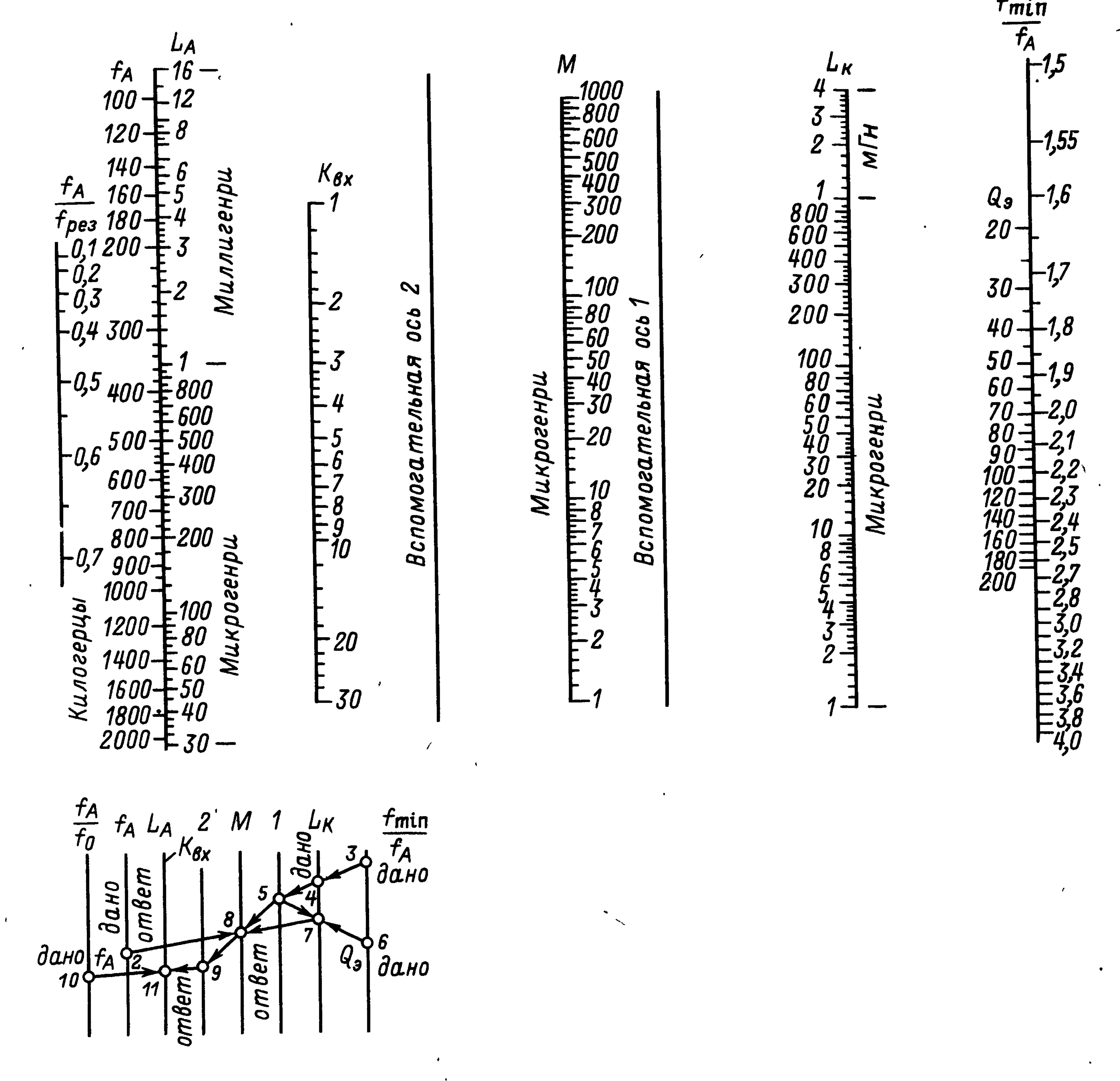


Рис. 2.16

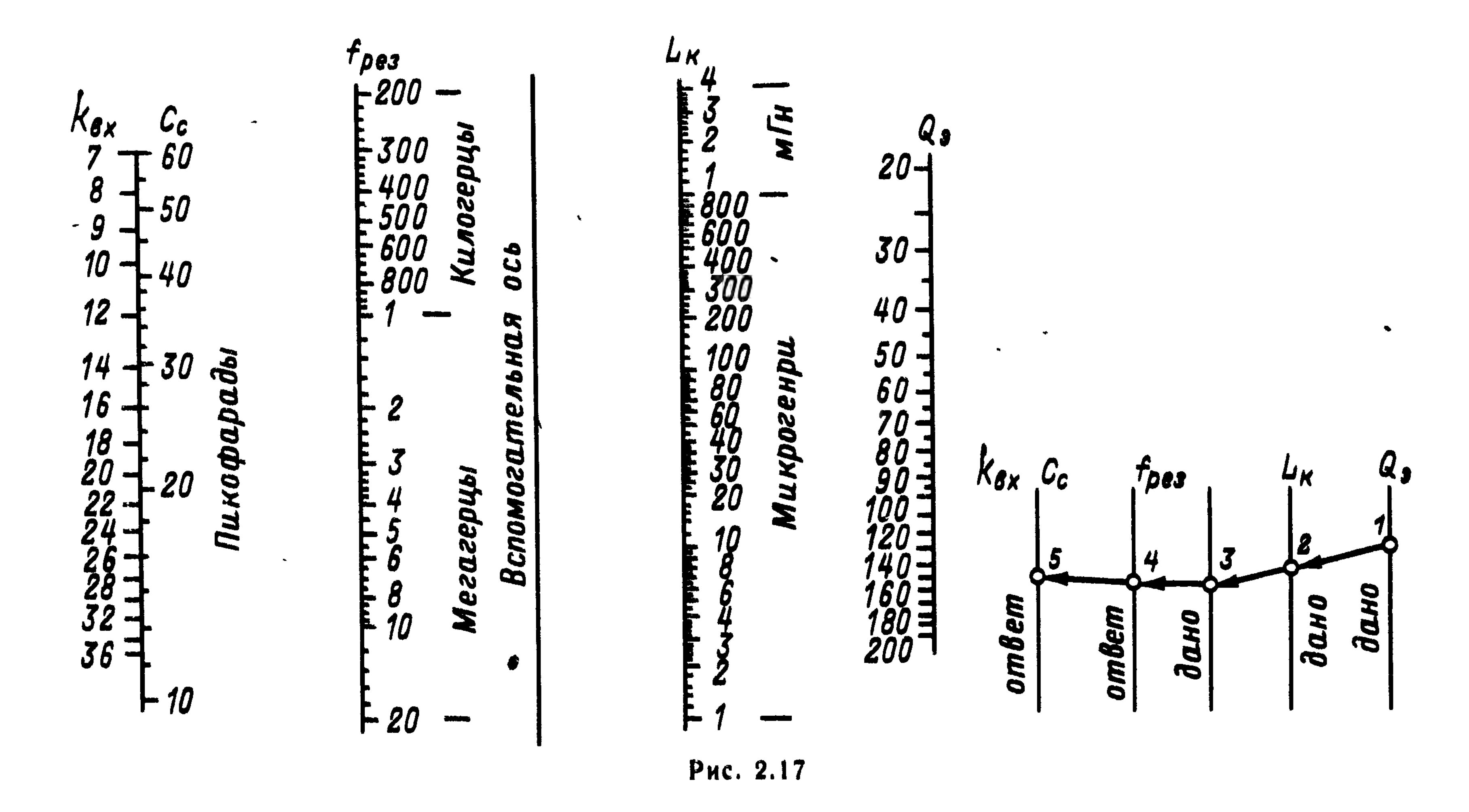


Рис. 2.17

ном. Она подразделяется на внешнеемкостную (рис. 2.15, *б*) и внутриемкостную (рис. 2.15, *в*). Расчет элемента внешнеемкостной связи C_c проводится по номограмме на рис. 2.17. При внутриемкостной связи полученное по номограмме значение C_c необходимо увеличить в $Q_э^2$ раз.

Комбинированная связь (рис. 2.15, *г*) позволяет получить наибольшую равномерность коэффициента передачи напряжения антенной цепи в пределах каждого из поддиапазонов приемника.

Связь входного контура с УРЧ. В приемниках с биполярными транзисторами из-за малого входного сопротивления первого каскада цепь базы подключается к контуру не полностью. Величина связи транзистора первого каскада с контуром зависит от коэффициента включения цепи базы p_1, который ориентировочно равен отношению числа витков катушки связи w_c к числу витков всей контурной катушки w_L при индуктивной связи или отношению емкости контура к емкости конденсатора связи при внутриемкостной связи. Для максимальной передачи энергии из контура в цепь базы транзистора входного каскада (УРЧ или преобразователя частоты) необходимо оптимальное согласование входного сопротивления этого каскада с сопротивлением контура при резонансе, которое получается при условии

$$p_{вх}=\frac{w_c}{w_L}=\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{oe}}},$$

где R_{oe} — эквивалентное сопротивление контура при резонансе с учетом влияния антенны.

При таком согласовании добротность контура и, следовательно, его селективные свойства ухудшаются в 2 раза. Если задана ширина полосы пропускания $2\Delta f$, то коэффициент включения

$$p_{вх}=\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{oe}}\left(\frac{\Delta f}{\Delta f_{рез}}-1\right)}.$$

Так как согласование возможно только на одной частоте поддиапазона, то его следует проводить на средней частоте либо на одной из крайних. При согласовании на частоте f_{max} селективность будет возрастать при понижении частоты настройки контура, а при согласовании на f_{min} селективность с ростом частоты будет уменьшаться по сравнению с частотой согласования.

В приемниках с полевыми транзисторами на входе связь входного контура с УРЧ благодаря высокому входному сопротивлению УРЧ в диапазонах ДВ, СВ и КВ, как правило, полная: участок затвор — исток подключается параллельно всему контуру.

При оптимальном согласовании коэффициент передачи напряжения антенной цепи на вход первого каскада приемника с УРЧ на биполярных транзисторах $k'_{вх}=0{,}5p_{вх}k_{вх}$, где $k_{вх}$коэффициент передачи напряжения к контуру, рассчитанный по номограмме рис. 2.17.

Магнитные антенны. Магнитные антенны — это ферритовые и рамочные антенны. По сравнению с наружными проволочными антеннами с большой высотой подвеса они, как правило, менее эффективны. Действующая высота магнитных антенн принимает значения от 0,02 (для диапазона ДВ) до 0,5—0,7 м (для диапазона КВ), тогда как действующая высота электрических антенн — от 0,8—1 м (для встроенных штыревых) до 5—15 м (для наружных). Для получения заданной чувствительности приемника с магнитной антенной усиление его РЧ (ПЧ) тракта должно быть в несколько раз больше, чем в приемнике, предназначенном для работы с внешней или встроенной электрической антенной.

Этот недостаток магнитных антенн окупается их малыми габаритами, более высокой помехозащищенностью по отношению к индустриальным помехам и возможностью применения пространственной селекции.

Ферритовая антенна. Ее принципиальная схема не отличается от схемы обычного

колебательного контура; различие проявляется лишь в том, что катушку контура ферритовой антенны наматывают на сердечнике из феррита с большой магнитной проницаемостью.

Напряжение в контуре ферритовой антенны

$$U = 2EQ_э wS_c f_{рез} \mu_п \cdot 10^{-6},$$

где E — напряженность поля в месте приема, В/м; $Q_э$ — эффективная добротность; w — число витков катушки антенны; S_c — площадь поперечного сечения сердечника, мм; $f_{рез}$ — резонансная частота, МГц; $\mu_п$ — среднее значение магнитной проницаемости сердечника.

Для сердечников из феррита марок 400НН и 700НН (рис. 2.18) при указанном размещении катушек можно принять $\mu_п \approx 100$ и $\mu_п \approx 50$ для сердечников из феррита марок 100НН и 150НН.

Зависимость между индуктивностью и числом витков катушки антенны, выполненной на стандартном сердечнике прямоугольного сечения 4×16×125 мм из феррита марки 400НН, показана на рис. 2.19. График на рис. 2.19, *а* соответствует намотке катушки проводом 0,4—0,6 мм с шагом 1 мм, график на рис. 2.19, *б* — намотке многожильным проводом ЛЭШО 10×0,07, а график на рис. 2.19, *в* — намотке проводом ПЭШО 0,1.

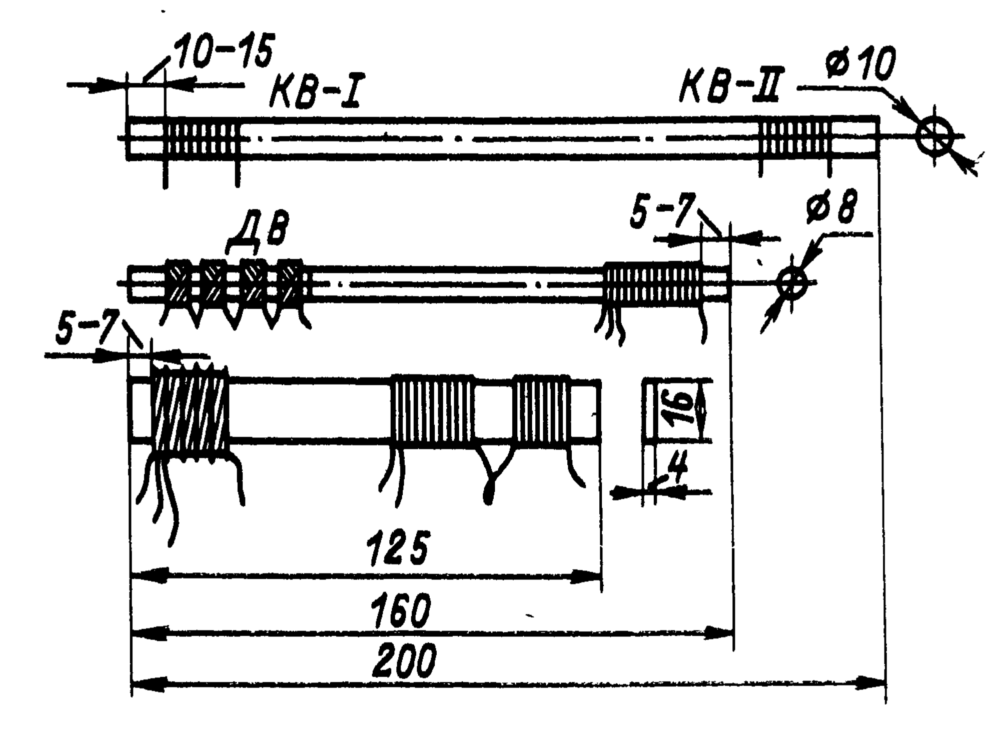
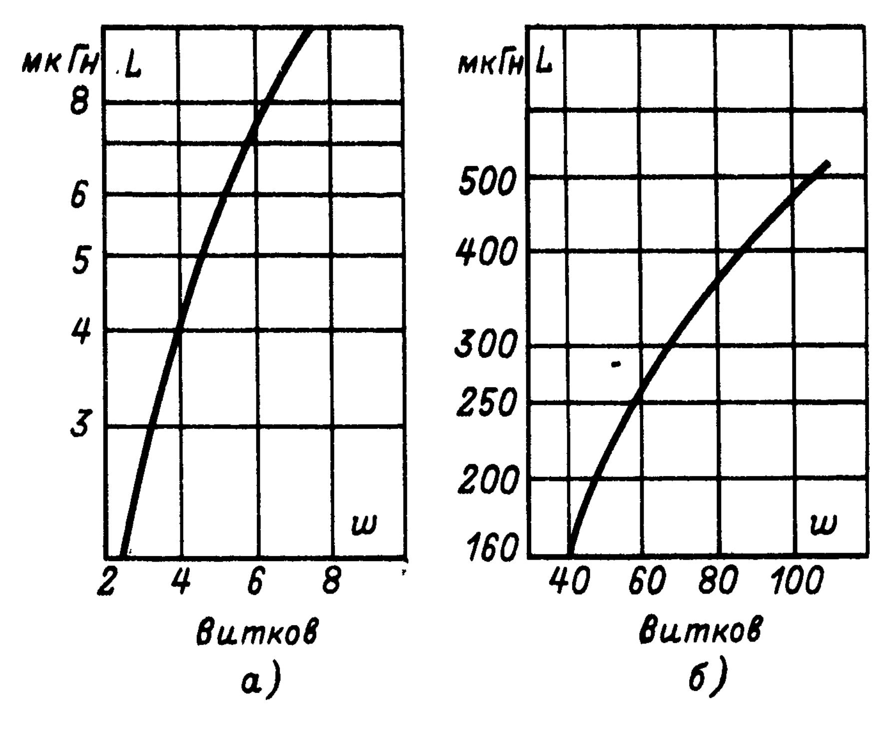


Рис. 2.18

На рис. 2.20 показана зависимость между индуктивностью и числом витков катушек для антенны, выполненной на цилиндрическом сердечнике из феррита марки 700НН Ø 8 и длиной 160 мм (намотка проводом ЛЭШО 10×0,07), а на рис. 2.21 — для антенны диапазона КВ, выполненной на сердечнике из феррита марки 150НН Ø 10 и длиной 200 мм (намотка проводом 0,6—0,8 мм с шагом 2 мм).



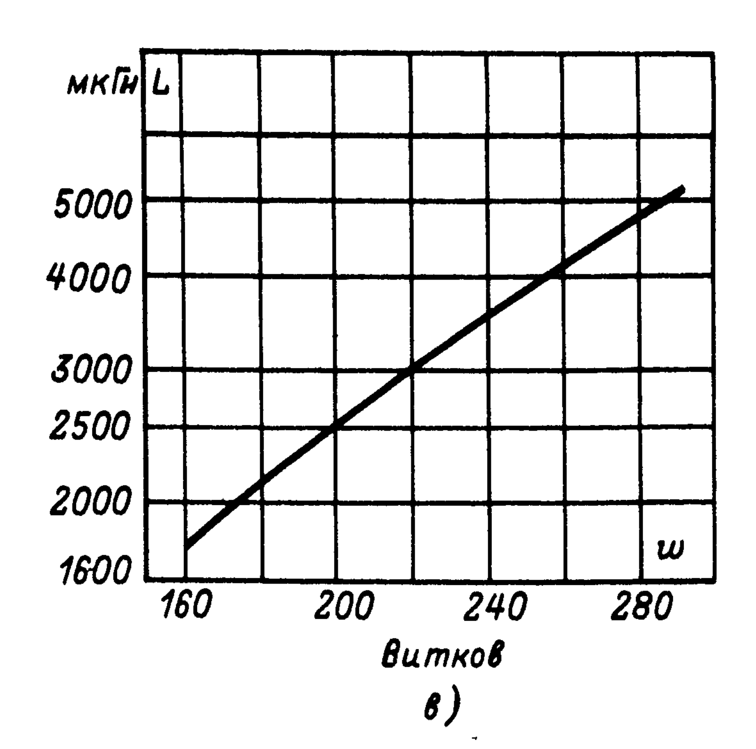


Рис. 2.19

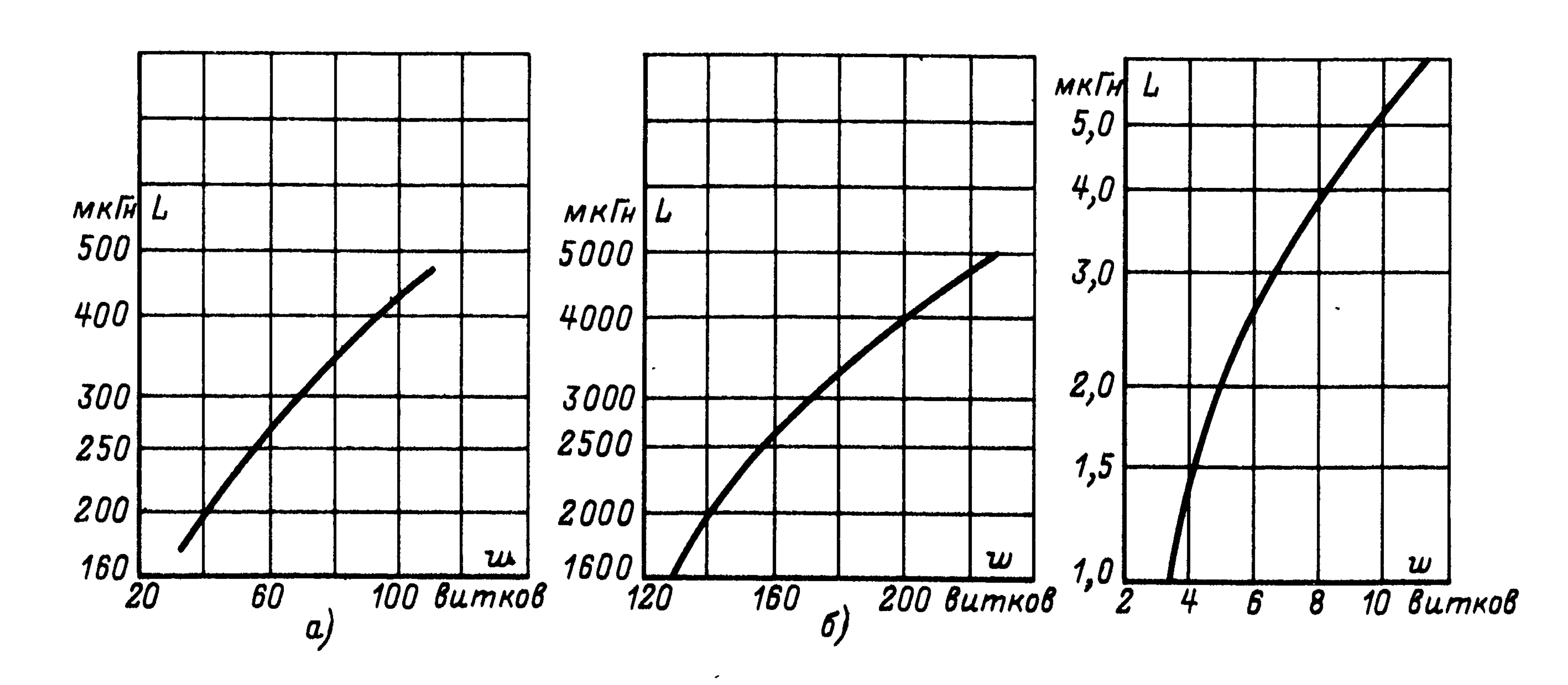


Рис. 2.20

Рис. 2.21

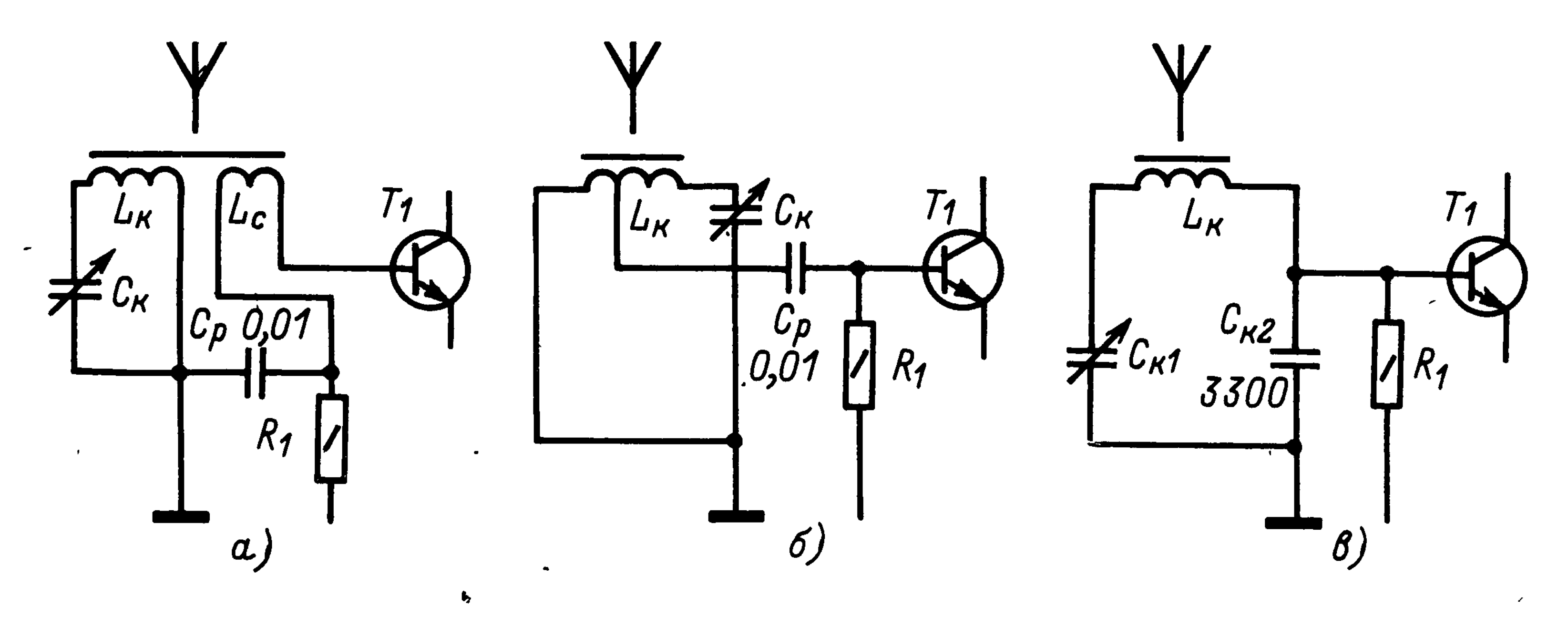


Рис. 2.22

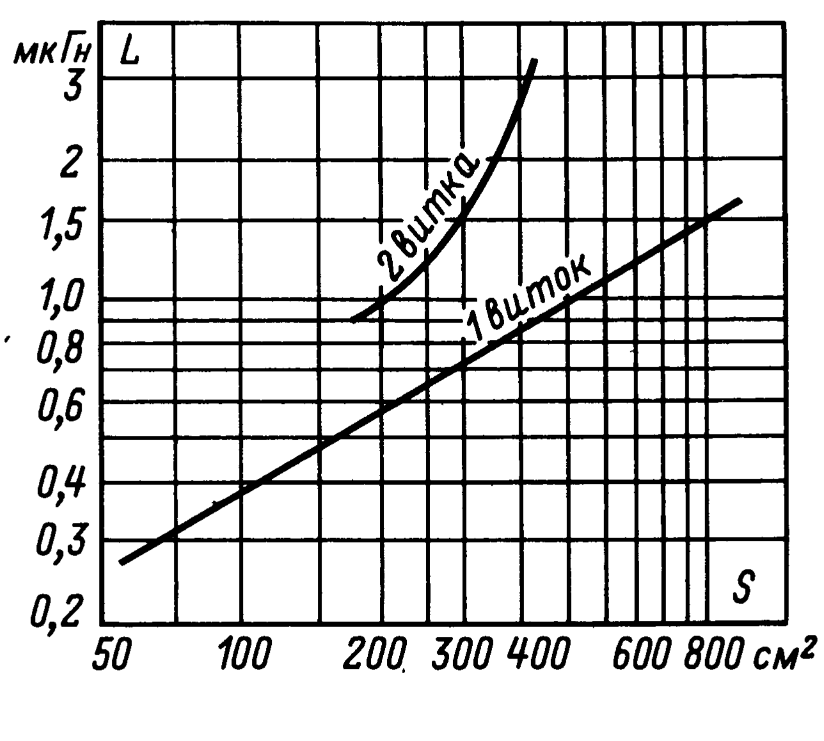


Рис. 2.23

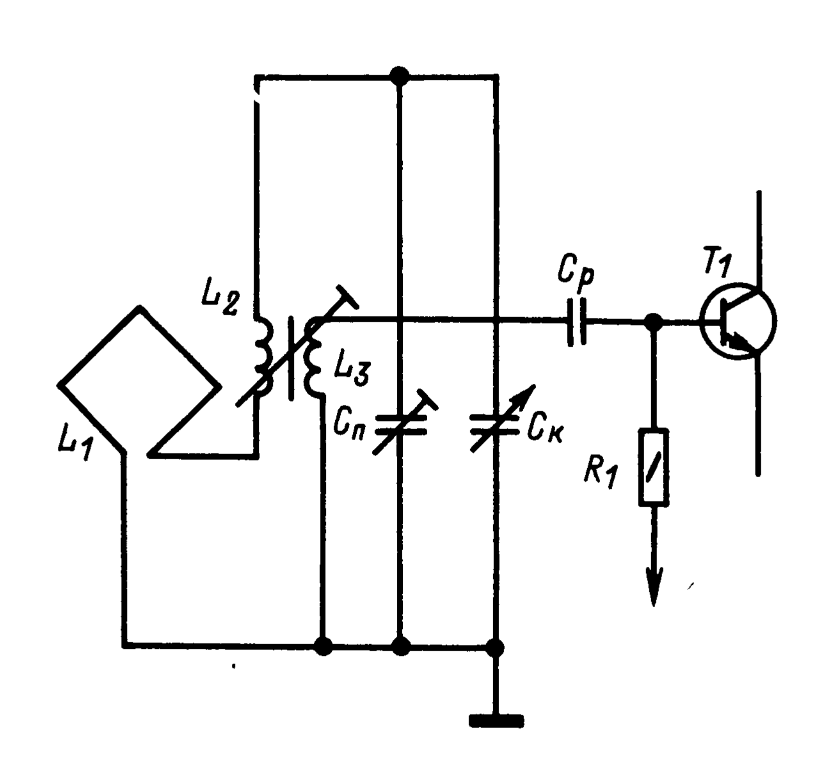
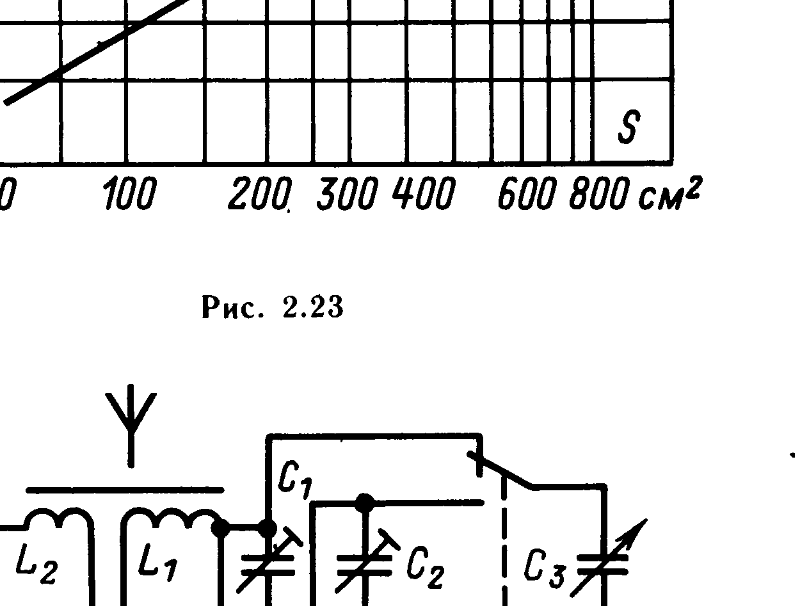


Рис. 2.24



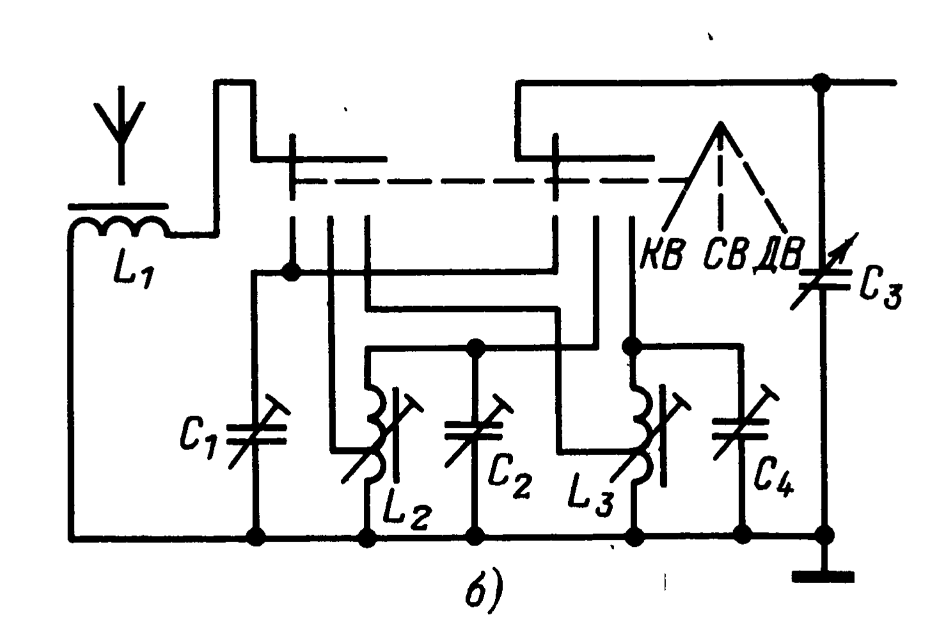


Рис. 2.25

Связь контура ферритовой антенны с первым каскадом приемника чаще всего трансформаторная или автотрансформаторная (рис. 2.22, *а*); при этом катушка связи $L_с$ должна располагаться вплотную к катушке $L_к$. Во избежание ложных резонансов в диапазоне рабочих частот ферритовой антенны часто применяют кондуктивную (автотрансформаторную) (рис. 2.22, *б*) или внутриемкостную связь (рис. 2.22, *в*).

Рамочная антенна (без ферромагнитного сердечника). Эффективность встроенной рамочной антенны (при длине корпуса приемника 150—200 мм) сравнима с эффективностью ферритовой антенны, особенно в диапазоне КВ. Собственная добротность рамочных антенн составляет 150—250. Зависимость между площадью витка S и индуктивностью рамочной антенны, состоящей из 1—2 витков (для приема в диапазоне КВ), показана на рис. 2.23.

Связь рамочной антенны с первым каскадом на полевом транзисторе осуществляется подключением цепи затвора ко всему контуру. В приемниках на биполярных транзисторах можно применить связь цепи базы транзистора первого каскада с контуром рамочной антенны по схеме на рис. 2.24. В этой схеме часть индуктивности кон-

тура представлена катушкой L_2, намотанной на каркасе с подстроечным сердечником. На этом же каркасе наматывают катушку связи L_3.

Во избежание ложных резонансов, снижения чувствительности на отдельных участках поддиапазонов и уменьшения селективности по побочным каналам приема следует применять одну рамочную антенну (или одну катушку на стержне ферритовой антенны) для нескольких поддиапазонов. На рис. 2.25, *а, б* приведены схемы коммутации контуров приемника с двумя и тремя диапазонами. Катушка L_1 рамочной или ферритовой антенны является контурной катушкой самого коротковолнового поддиапазона приемника, а на остальных поддиапазонах в контур антенны включают дополнительные катушки, выполненные на отдельных каркасах, исключающих связь между ними.

2.4. УСИЛИТЕЛИ РАДИО- И ПРОМЕЖУТОЧНЫХ ЧАСТОТ

Общие сведения

В качестве активных элементов усилителей радиочастоты наиболее широкое распространение получили транзисторы и микросхемы на их основе. В радиолюбительских конструкциях РВ приемников преимущественное применение находят биполярные транзисторы, обладающие высокими электрическими характеристиками и имеющими более высокую электрическую прочность, чем полевые. Здесь приводятся наиболее необходимые для понимания процесса усиления и простейших расчетов основные параметры биполярных и полевых транзисторов.

Активный элемент усилителя наиболее удобно представлять в виде электрического четырехполюсника (рис. 2.26) с внешними по отношению к нему параметрами. При измерении режимов работы усилительного каскада наиболее удобно измерять напряжения, а не токи, т. к. токи требуют разрыва измеряемой цепи. По этой причине наиболее подходяща система y-параметров.

При выбранных на рис. 2.26 направлениях напряжений и токов уравнения четырехполюсника имеют вид

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \; I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$

Параметры малого сигнала определяют, придавая малые приращения напряжениям и измеряя малые приращения токов. При обращении в нуль U_1 или U_2, что соответствует короткому замыканию входных или выходных зажимов четырехполюсника, из его уравнений получают следующие параметры: $y_{11} = \Delta i_1/\Delta u_1|_{U2=0}$ — входная проводимость при короткозамкнутом выходе; $y_{12} = \Delta i_1/\Delta u_2|_{U1=0}$ — обратная проводимость при короткозамкнутом входе; $y_{21} = \Delta i_2/\Delta u_1|_{U2=0}$ — крутизна (прямая проводимость) при короткозамкнутом выходе; $y_{22} = \Delta i_2/\Delta u_2|_{U1=0}$ — выходная проводимость при короткозамкнутом входе.

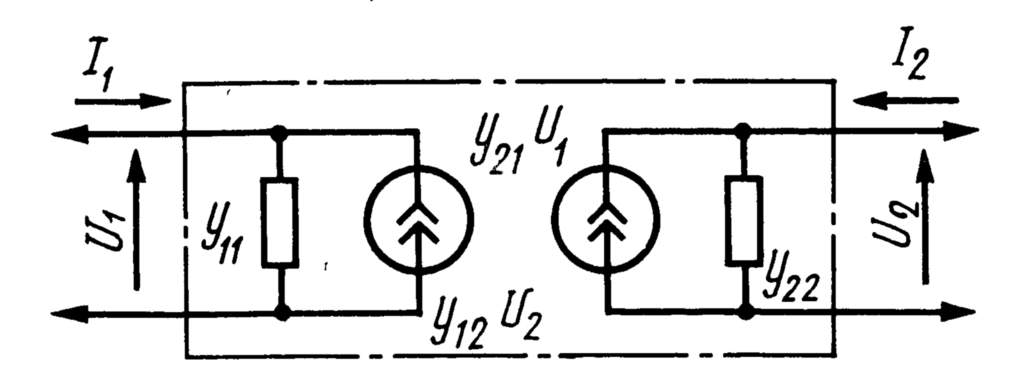


Рис. 2.26

Размерность параметров [А/В], т. е. [См]. В общем случае y-параметры — величины комплексные, состоящие из действительной (резистивной) g и мнимой (реактивной) b частей: $y = g + jb$. Это определяет их частотную зависимость, существенно усложняющую расчеты. Однако применение современных ВЧ транзисторов с $f_{гр}$, значительно превышающей частоту, на которой они используются в РВ приемниках, позволяет не принимать во внимание мнимые части параметров, если рабочая частота $f \leqslant 0{,}1 f_{гр}$. В этом случае за значение y-параметра принимают его действительную часть.

Из приведенных параметров наибольшее значение при расчете усилительных устройств имеет проходная проводимость y_{21}, соответствующая крутизне проходной ВАХ, и входная проводимость $y_{11} = 1/R_{вх}$. Обратная проводимость y_{12} достаточно полно характеризуется проходной емкостью $C_{прох}$.

Выходную проводимость на практике можно не принимать во внимание, т. к. согласование выходной цепи транзистора по мощности практически недостижимо из-за влияния проходной емкости, приводящей к неустойчивой работе усилителя.

Удельная крутизна характеристики биполярного транзистора $y_{21}^0 \approx y_{21}/I_к \approx 1/\varphi_т$, для температуры 20° С (293 К) $\varphi_т = 0{,}025$ В, и составляет 40 (мА/В)/мА. Она практически линейно зависит от тока коллектора транзистора в интервале токов от 0,01 до 10 мА, что позволяет использовать ее для определения крутизны характеристики в рабочей точке.

Входная проводимость y_{11} имеет существенный разброс, т. к. зависит от коэффициента прямой передачи тока в схеме ОЭ $h_{21э}$, который измеряется с достаточной для расчетов точностью в радиолюбительских условиях. Поэтому входная проводимость может быть вычислена по формуле $y_{11} = h_{21}/y_{21}$.

Для практических расчетов можно принимать наименьшее значение $h_{21э}$, полученное из справочника. Проходная емкость для схемы ОЭ также может быть получена из справочника, она приблизительно равна емкости $C_{б\,к}$.

С повышением напряжения сигнала на входе усилителя на транзисторе начинает проявляться нелинейность ВАХ, которая с достаточной точ-

ностью аппроксимируется экспоненциальной кривой

$$I_к = I_{кн}\left(e^{U_{БЭ}/\varphi_т} - 1\right).$$

Степень искажений может быть оценена коэффициентом гармоник

$$K_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \ldots + \gamma_n^2}}{\gamma_1},$$

где $U_1 \div U_n$ — напряжения соответствующих номеров гармонических составляющих сигнала; $\gamma_1 \div \gamma_n$ — коэффициенты относительных гармонических составляющих тока коллектора транзистора.

Коэффициенты относительных гармонических составляющих тока коллектора для биполярного транзистора приведены на рис. 2.27. Они позволяют расчетным путем в зависимости от относительной амплитуды входного сигнала оценить искажения в выходном сигнале, рассчитать оптимальные режимы транзисторов в каскадах преобразователей частоты и генераторов с самовозбуждением.

Так как уравнение ВАХ полевого транзистора отличается от уравнения ВАХ биполярного только значением входящего в него коэффициента α:

$$I_C = I_{Сн}\left(e^{U_{ЗИ}/\alpha} - 1\right),$$

то графиком на рис. 2.27 можно пользоваться и для расчетов режимов полевых транзисторов, принимая вместо значения $\varphi_т$ значение α. Для полевых транзисторов различных типов α может существенно изменяться, поэтому его следует находить экспериментальным путем, определяя крутизну характеристики для данного значения тока стока

$$\alpha = I_C/y_{21} = I_C \Delta U_{ЗИ}/\Delta I_C, \text{ В}.$$

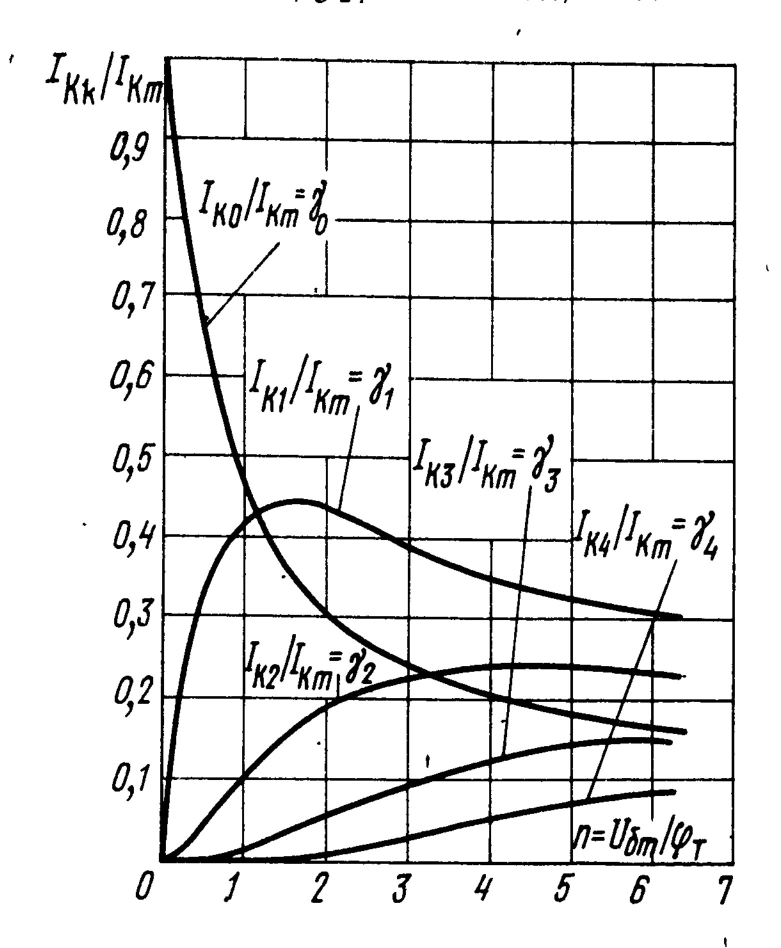


Рис. 2.27

Таблица 2.5. **Соотношения параметров транзисторов**

Параметр	Схема включения		
	ОЭ	ОБ	ОК
y_{11}	$0{,}025h_{21э}/I_{Кр\,т}$	$0{,}025h_{21б}/I_{Кр\,т}$	$0{,}025h_{21э}/I_{Кр\,т}$
y_{12}	$\approx C_{б\,к}$	$\approx C_{э\,к}$	$\approx C_{б\,э}$
y_{21}	$I_{Кр\,т}/0{,}025$	$-I_{Кр\,т}/0{,}025$	$-I_{Кр\,т}/0{,}025$
y_{22}	$y_{22э}$	$y_{22б}$	$0{,}025h_{21б}/I_{Кр\,т}$

Значение α у современных полевых транзисторов значительно больше $\varphi_т$, поэтому полевые транзисторы обладают меньшей крутизной и кривизной ВАХ, а следовательно, большим допустимым уровнем входных напряжений, усиливаемых без заметных искажений.

Входное сопротивление полевого транзистора на не очень высоких, по сравнению с граничной, частотах и при относительно небольших сопротивлениях нагрузки имеет чисто емкостный характер.

Рассмотренные соотношения относились к параметрам транзисторов, включенных по схеме ОЭ. При включении транзистора по схеме ОБ и ОК значения y-параметров изменятся и примут значения, приведенные в табл. 2.5. Эту трансформацию параметров часто используют для получения оптимальных условий использования транзисторов в той или иной части радиотехнической цепи.

Усилитель радиочастоты и УПЧ характеризуются следующими основными параметрами: коэффициентом передачи по напряжению (коэффициентом усиления) K_u; коэффициентом передачи по мощности (коэффициентом усиления по мощности) K_P; полосой пропускания $П$; селективностью и динамическим диапазоном усиливаемых напряжений. Кроме того, селективные УРЧ могут перестраиваться в заданном диапазоне частот.

Коэффициент передачи по напряжению усилителя, состоящего из активного элемента и сопротивления нагрузки (резистора или резонансного контура) в общем случае $K_u = y_{21}/(y_{22} + y_н)$ и при значительном сопротивлении нагрузки $R_н$ может достигать очень больших значений (для схем включения ОЭ и ОБ). Однако для обеспечения устойчивости усилителя, особенно на РЧ,

$$K_{u\,\max} \leqslant \sqrt{\frac{y_{21}}{2\pi f C_{прох}}},$$

при этом

$$R_{н\,\max} \leqslant \frac{K_{u\,\max}}{y_{21}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi f C_{прох} y_{21}}}.$$

Даже на сравнительно низкой ПЧ (465 кГц) современный кремниевый ВЧ планарный транзистор с емкостью $C_{б\,к} = 5$ пФ требует нагрузки не более 1,25 кОм, тогда как его выходное сопротивление при токе коллектора 1 мА составляет 20 кОм. Это обстоятельство позволяет не учитывать при

расчетах выходную проводимость транзисторов и определять коэффициент передачи по напряжению по упрощенной формуле: $K_u = y_{21}R_н$. При использовании в качестве нагрузки резонансного контура его необходимо согласовать по мощности с входным сопротивлением транзистора, которое заранее вычисляется в зависимости от схемы включения транзистора. При этих условиях коэффициент включения входа транзистора в контур $p_{вх} = \sqrt{R_{вх}/R_{oe}}$.

Коэффициент включения выхода транзистора в выходной контур должен быть не более $p_{вых} = \sqrt{2R_{н\,max}/R_{oe}}$ по условию стабильности работы усилителя.

Коэффициент передачи напряжения усилителя с базы первого каскада на базу второго

$$K_{u12} = p_{вх}p_{вых}R_{oe}|y_{21}|.$$

По этим же формулам рассчитывают коэффициент включения любой нагрузки, подключенной к контуру, и коэффициент передачи по напряжению на эту нагрузку. Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов передачи по напряжению всех входящих в него каскадов и пассивных элементов (затухание в фильтрах и т. п.). Коэффициент усиления по мощности определяется как

$$K_p = K_u^2 R_{вх}/R_н.$$

Динамический диапазон УРЧ зависит от выбранного допустимого уровня искажений, распределения усиления по тракту радиочастоты, минимального уровня сигнала, определяемого шумами, и сопротивлений нагрузок в каскадах УРЧ. Максимальное напряжение сигнала на входе транзистора не должно превышать $U_{вх\,max} = \varphi_т$, т. е. 25 мВ для биполярного и 250—500 мВ для полевого транзисторов.

Селективность УРЧ (УПЧ) определяется числом и качеством примененных в нем контуров или фильтров. Для LC-фильтров ее удобно рассчитывать по графикам обобщенных кривых селективности (рис. 2.28). На рис. 2.28 кривая *1* представляет зависимость селективности одноконтурного ФПЧ от обобщенной расстройки; кривая *2* — для двухконтурного ФПЧ с критической связью между контурами; кривая *3* — для двух одноконтурных каскадов УРЧ (УПЧ); кривая *4* — для трех одноконтурных каскадов УПЧ; кривая *5* — для двух двухконтурных ФПЧ с отношением связи между ними к критической связи $K/K_{кр} = 0{,}9$; кривая *6* — то же, для трех двухконтурных. При пользовании графиками следует учитывать, что обобщенная расстройка $x = f/f_0$, а необходимая для получения выбранной селективности добротность нагруженного контура

$$Q_э = \sqrt{(2^{1/n} - 1)} \cdot \frac{f_0}{П_{общ}},$$

где n — число контуров; $П_{общ}$ — общая полоса пропускания для n контуров по уровню 0,7 (3 дБ); f_0 — частота настройки контуров.

Критическая связь между контурами в полосовом фильтре соответствует коэффициенту связи $k_{св} = 1/Q_э$, что дает возможность рассчитать элемент связи; например, при внешнеемкостной связи между контурами $C_{св} = k_{св}C_к = C_к/Q_э$.

Данные пьезокерамических и электромеханических фильтров приводятся при описании схем УПЧ. Число витков катушек ФПЧ, размещенных в стандартных ферритовых сердечниках ∅ 8,6 мм, определяется по графикам на рис. 2.29.

Режим каскада по постоянному току должен рассчитываться из условия обеспечения температурной стабильности выбранного режима по переменному току. В заданном интервале температур и при допустимом изменении тока эмиттера сопротивление в цепи эмиттера должно быть не менее $R_э = \delta\Delta T/\Delta I_э$, где δ можно принять равной 2 мВ/°С для германиевых и кремниевых биполярных транзисторов.

Необходимое напряжение смещения на базе $U_{БЭ}$ составляет в среднем 0,25 В для германиевых ВЧ и 0,6 В для кремниевых транзисторов. Отсюда необходимое напряжение, получаемое от делителя в цепи базы или другого источника смещения, например стабистора, должно быть $U_Б = U_{БЭ} + I_ЭR_Э$, а сопротивление резисторов делителя можно определить из условия $R_1 = U_Б/[(0{,}1 \div 0{,}25)I_Э]$ для резистора, включенного между базой и общим проводом, и $R_2 = (U_{н.п} - U_Б)/[(0{,}1 \div 0{,}25)I_Э]$ для резистора, включенного между базой и источником питания. Крутизна характеристики транзистора для выбранного режима

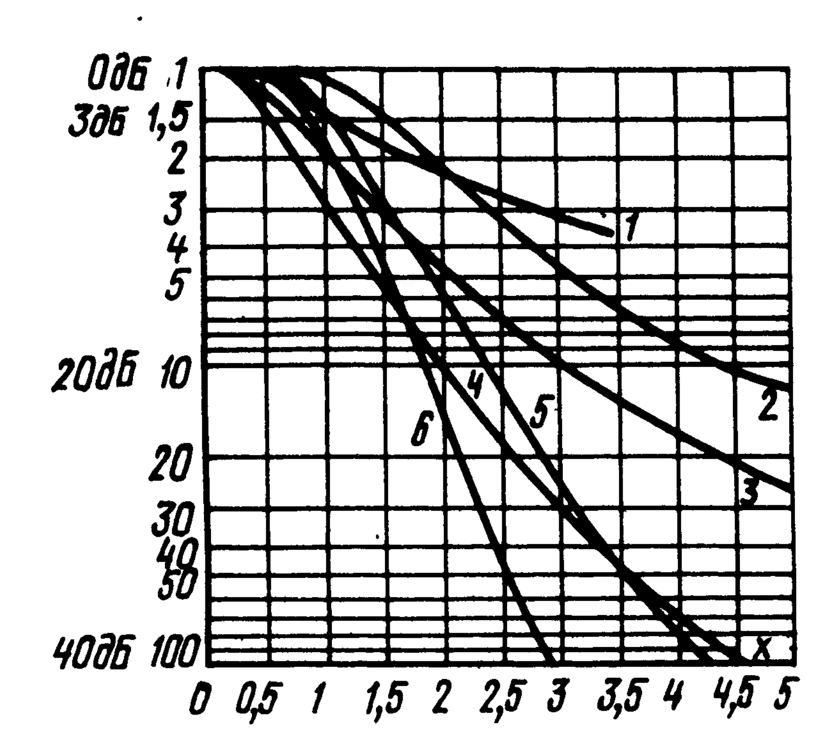


Рис. 2.28

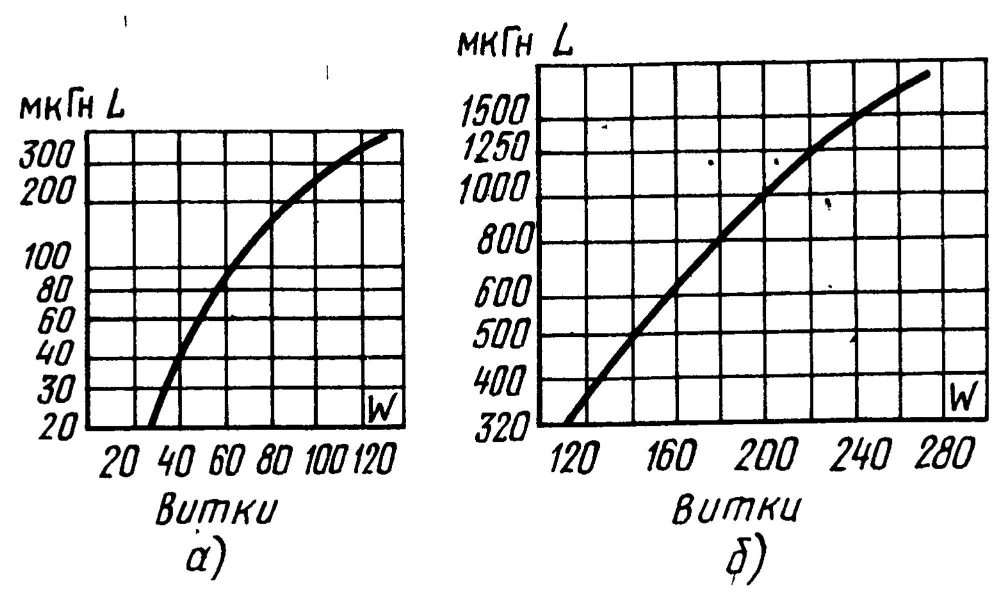


Рис. 2.29

по постоянному току (в рабочей точке) равна $y_{21\text{р.т}}=y^{\circ}_{21}I_{\text{К р.т}}=I_{\text{К р.т}}/0{,}025$.

Для того чтобы крутизна характеристики не уменьшалась из-за ООС, возникающей в результате падения напряжения на конденсаторе, блокирующем сопротивление в цепи эмиттера, его емкость должна быть не менее $C_{\text{бл}}\geqslant(5\div10)y_{21\text{ р.т}}/2\pi f_{\min}$, где $f_{\min}$ — минимальная рабочая частота усилителя.

Для увеличения линейного участка характеристики каскада УРЧ (УПЧ) в цепь эмиттера последовательно с блокирующим конденсатором включают резистор ООС, сопротивление которого можно определить по необходимой крутизне характеристики каскада с ООС и крутизне характеристики в точке, заданной режимом по постоянному току $R_{\text{ООС}}=(y_{21\text{ р.т}}-y_{21\text{н}})/(y_{21\text{ р.т}}y_{21\text{н}})$. Чтобы оценить зависимость искажений от входного сигнала, по графику на рис. 2.27 необходимо вычислить удельную крутизну характеристики каскада с ООС $y^{\circ}_{21}=y_{21\text{ р.т}}/[I_{\text{К р.т}}(1+R_{\text{ос}}y_{21\text{ р.т}})]$ и новый коэффициент в показателе степени выражения для ВАХ транзистора, который нужно подставить вместо $\varphi_{\text{т}}$.

Схемы УРЧ

В супергетеродинных приемниках высокого класса и в приемниках прямого усиления с числом перестраиваемых контуров более одного целесообразно применять каскодные усилители (рис. 2.30). Устойчивый коэффициент усиления такого усилителя с транзисторами, имеющими высокую граничную частоту, при рациональном выполнении монтажа очень велик, что достигается благодаря малой проходной емкости каскада ОБ. Такие усилители хорошо работают в диапазоне УКВ. Так как коэффициент усиления первого транзистора по напряжению равен 1, то напряжение питания между его эмиттером и коллектором можно выбрать небольшим (1 — 2 В), обеспечив тем самым запас по питанию второго транзистора, и избежать ограничения в его коллекторной цепи при значительных амплитудах сигнала на выходе. Температурная стабилизация осуществляется включением в цепь эмиттера резистора R_3.

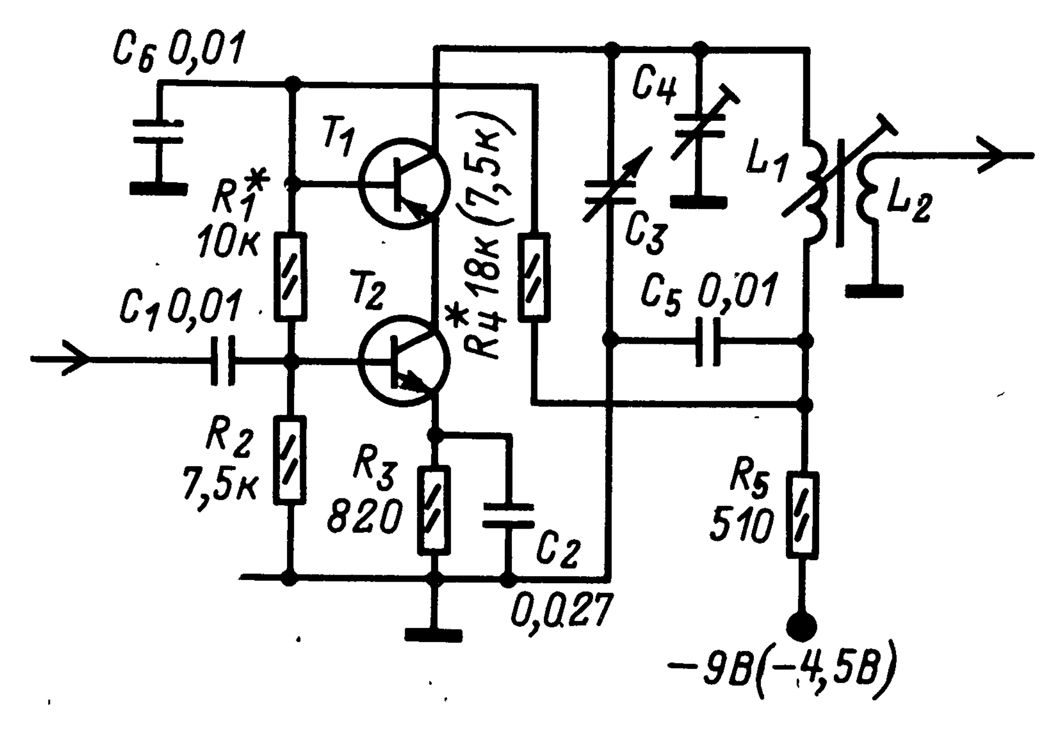


Рис. 2.30

Апериодические УРЧ. В большинстве транзисторных приемников прямого усиления, где единственным селективным элементом является резонансный контур ферритовой антенны, применяют апериодический УРЧ. Благодаря большой крутизне характеристики современных транзисторов (35—40 мА/В при токе коллектора 1 мА) такой усилитель обладает значительным коэффициентом усиления, прост в изготовлении и налаживании. При работе на диодный детектор один каскад по схеме ОЭ обеспечивает усиление в 100—300 раз в диапазонах СВ и ДВ. При работе на входное сопротивление следующего такого же каскада усиление составляет 15—50 раз в зависимости от выбранного режима и коэффициента усиления по току транзисторов.

В усилителе по схеме, приведенной на рис. 2.31, *а*, напряжение сигнала с части катушки L_1 антенного контура через разделительный конденсатор C_2 подводится к базе транзистора T_1, в коллекторную цепь которого включен нагрузочный резистор R_2, усиленный сигнал через конденсатор C_3 подается на детекторный каскад по схеме удвоения напряжения на диодах $Д_1$ и $Д_2$. Эту схему следует применять при напряжении питания не ниже 6 В; при этом сопротивление резистора нагрузки может быть относительно большим (3—6 кОм), что позволяет получать достаточный коэффициент усиления. При малых уровнях сигнала коэффициент усиления такого усилителя определяется только сопротивлением резистора R_2, т. к. входное сопротивление детекторного каскада велико (20—30 кОм) и практически не шунтирует резистор нагрузки. При больших уровнях сигнала входное сопротивление детекторного каскада уменьшается до 2—3 кОм в зависимости от сопротивления нагрузочного резистора детектора, и транзистор работает практически только на него. Этим достигается некоторое выравнивание усиления различных по величине сигналов без применения АРУ. Температурная стабилизация режима осуществляется за счет глубокой ООС по постоянному току благодаря включению резистора смещения R_1 между коллектором и базой транзистора.

При низком напряжении питания целесообразно применять схему, показанную на рис. 2.31,*б*. Здесь параллельно резистору нагрузки R_4 включен дроссель с малым сопротивлением постоянному току. Индуктивность дросселя для диапазонов СВ и ДВ должна составлять не менее 20 мГн (300 витков провода ПЭВ-1 0,1—0,07, намотка внавал на кольцевом сердечнике ∅ 7—10 мм из феррита 1000НН).

В двухкаскадном усилителе по схеме на рис. 2.31, *в* первый и второй каскады аналогичны усилителю, показанному на рис. 2.31, *а*. При низком напряжении питания в каждом каскаде двухкаскадного усилителя на рис. 2.31, *г* целесообразно вместо дросселей применить трансформаторы, согласующие эти каскады, а также выход усилителя со входом детекторного каскада, что значительно повышает общий коэффициент усиления (число витков обмоток трансформаторов 200 и 100 соответственно, провод ПЭВ-1 0,1— 0,07; сердечник ∅ 7 мм из феррита 1000НН).

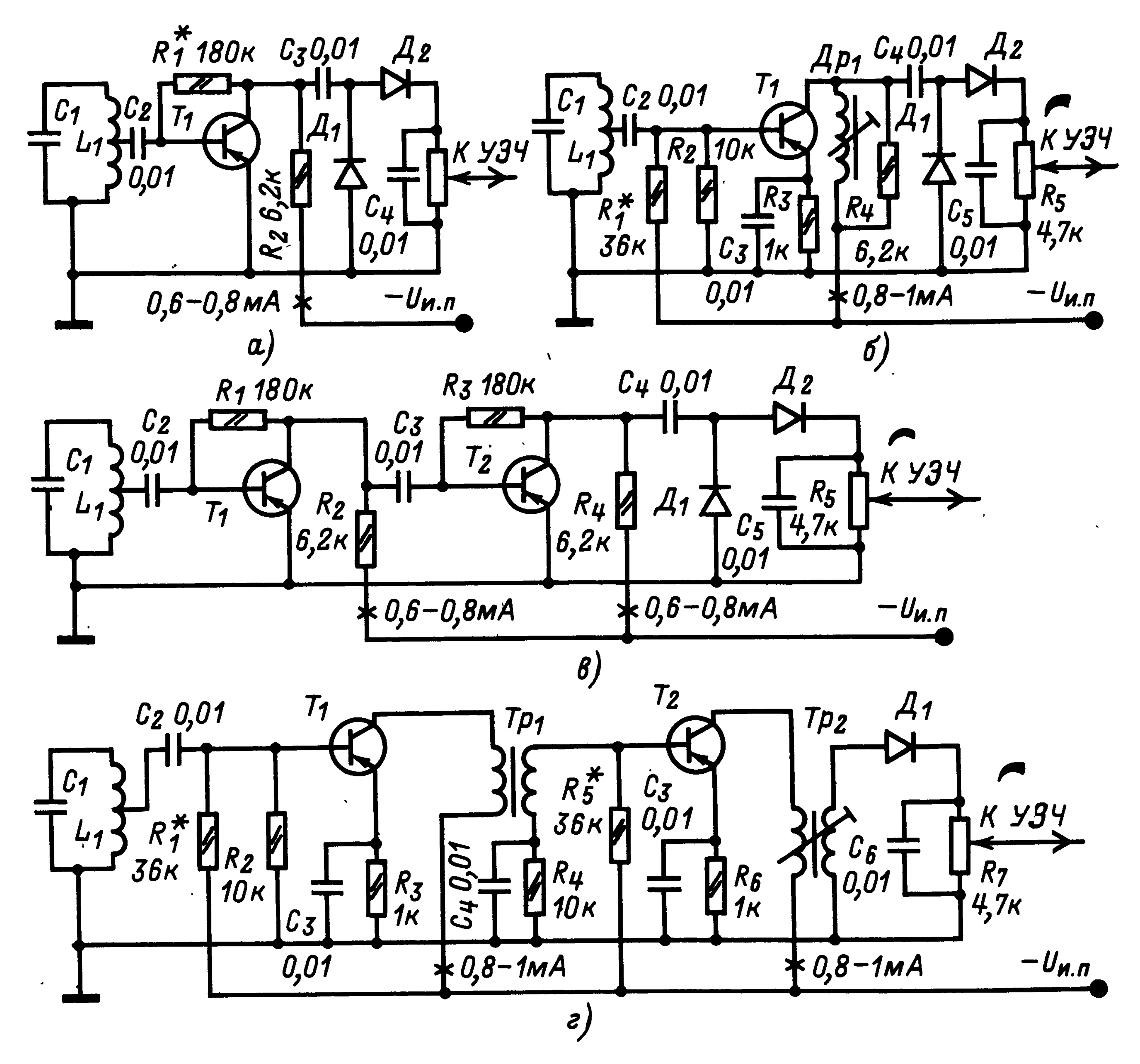


Рис. 2.31

Схема апериодического УРЧ супергетеродинного приемника изображена на рис. 2.32. Для нормальной работы преобразователя частоты с совмещенным гетеродином на транзисторе T_2 сопротивление резистора R_4 в коллекторной цепи УРЧ должно быть возможно меньшим, таким, чтобы коэффициент усиления не превышал 10—15. В противном случае возможно значительное снижение селективности по дополнительным каналам приема из-за перегрузки преобразователя частоты сигналом.

Начинающим радиолюбителям для изготовления приемника прямого усиления можно рекомендовать двухкаскадный УРЧ по схеме на рис. 2.33. Резистор нагрузки первого каскада R_3 включен в коллекторную цепь со стороны

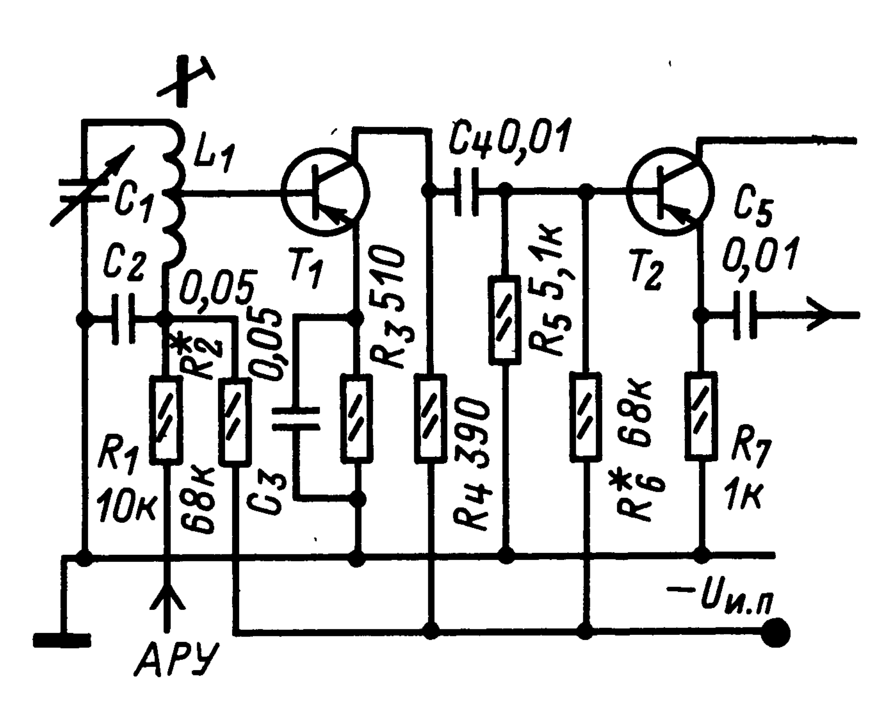


Рис. 2.32

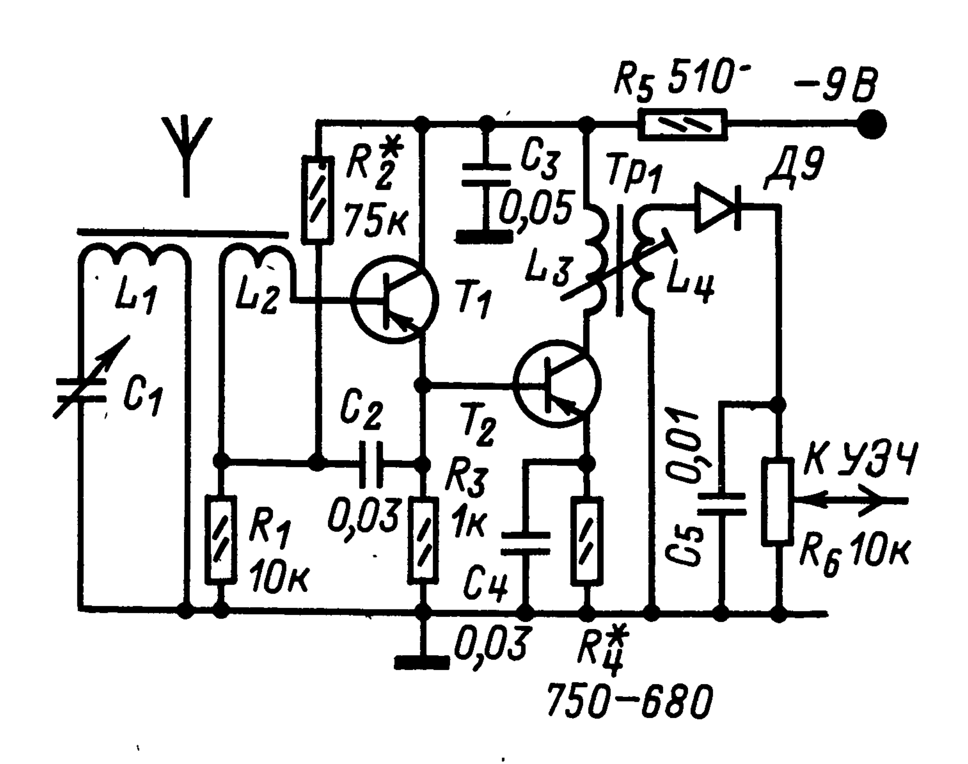


Рис. 2.33

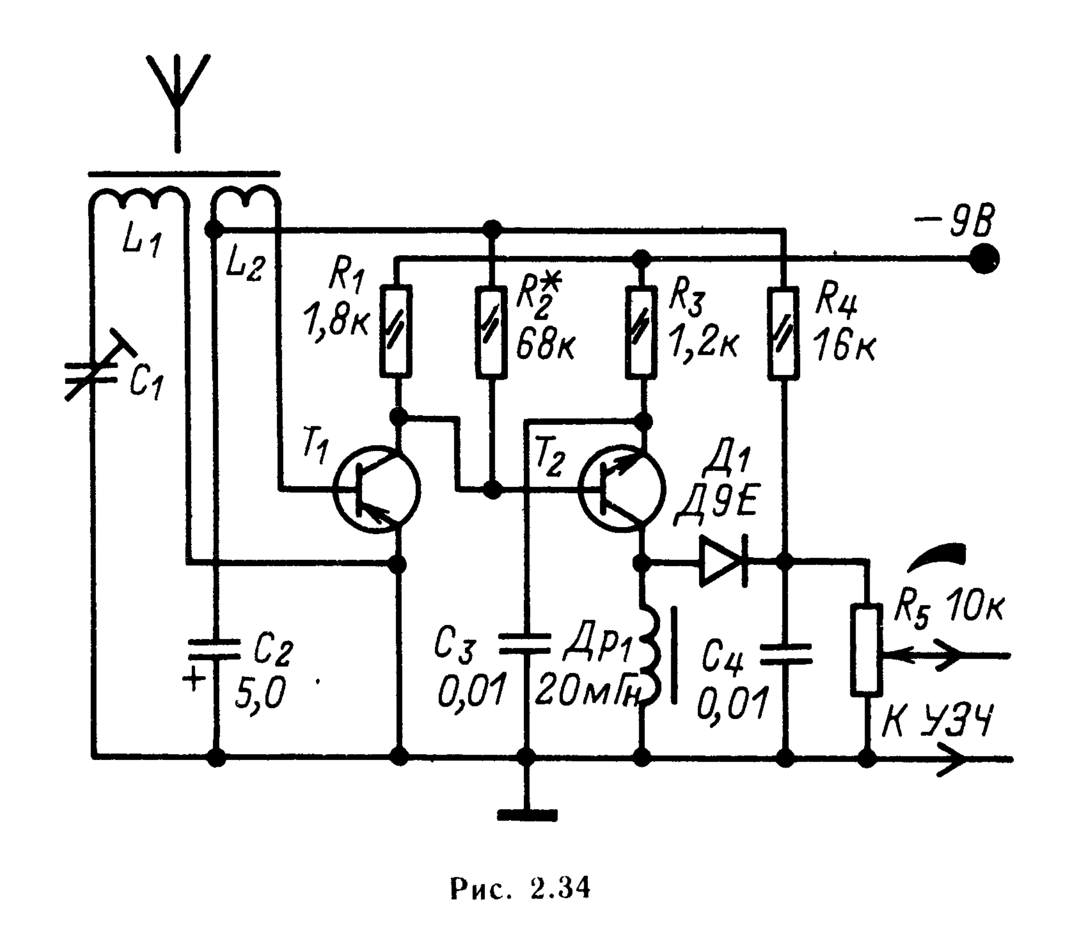


Рис. 2.34

эмиттера транзистора, благодаря чему напряжение на нем совпадает по фазе с входным напряжением. Поэтому при случайном попадании напряжения с выхода второго каскада на вход первого, например из-за паразитной связи между выходом и входом усилителя, самовозбуждение не возникает, т. к. наведенное напряжение оказывается в противоположной фазе по отношению к напряжению сигнала. Это равноценно ООС, повышающей стабильность усилителя. При непосредственной связи базы второго транзистора с эмиттером первого оба каскада охватываются АРУ при подведении напряжения регулирования только к базе первого каскада.

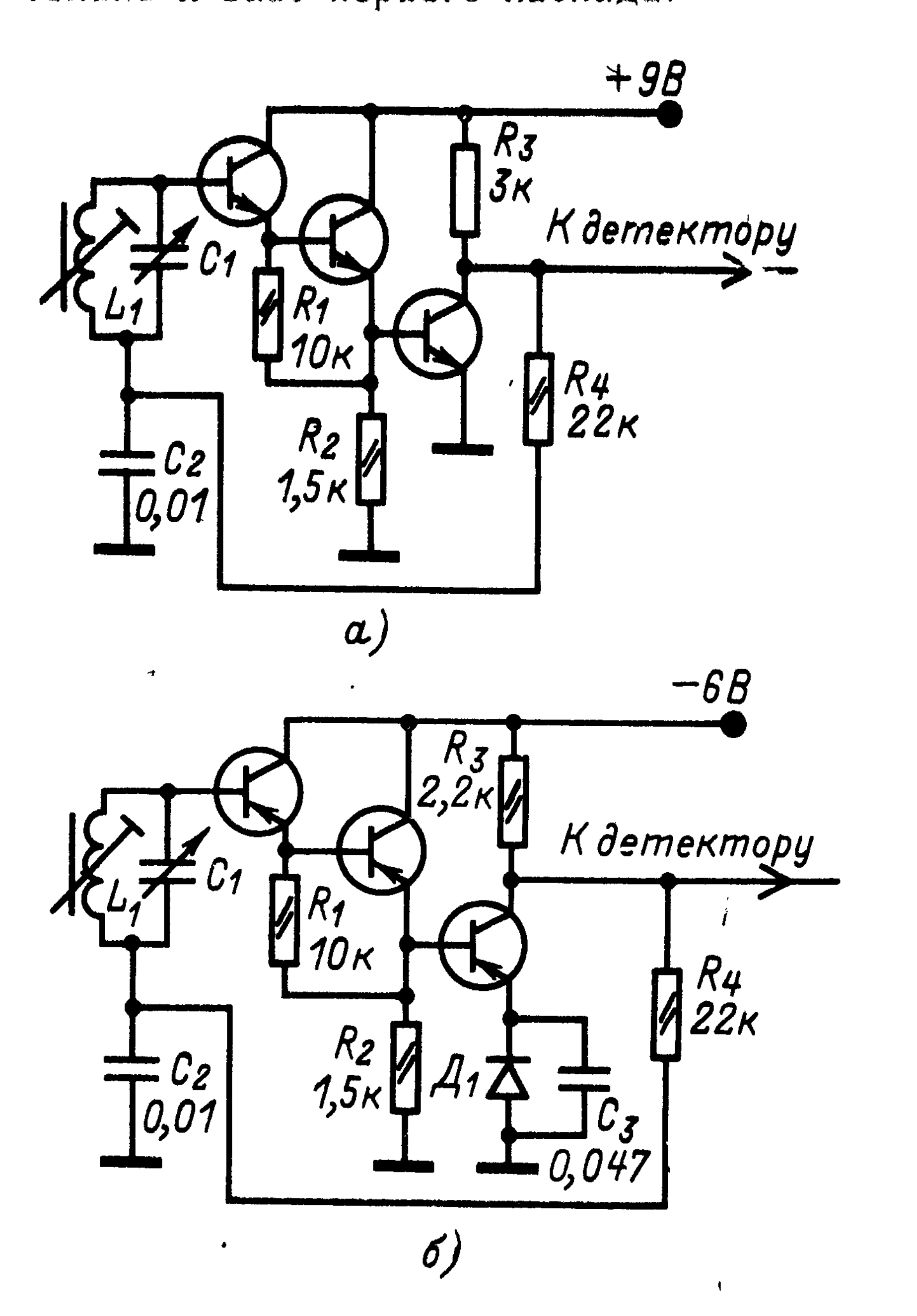


Рис. 2.35

Усилитель на транзисторах разной структуры (рис. 2.34) особенно удобен тем, что на его выходе не нужен разделительный трансформатор для осуществления АРУ, как, например, в усилителях по схемам на рис. 2.31, *г* и 2.33, и обладает достоинствами этих усилителей.

УРЧ с высоким входным сопротивлением. Для уменьшения числа выводов у контурных катушек и, следовательно, упрощения их коммутации в приемниках с несколькими поддиапазонами частот целесообразно применять УРЧ на трех транзисторах с непосредственной связью между ними (рис. 2.35). Такой усилитель на СВ и ДВ обладает входным сопротивлением около 1 МОм и малой входной емкостью, что позволяет подсоединить его вход непосредственно к контуру ферритовой антенны. Режим по постоянному току устанавливается автоматически и поддерживается в необходимых пределах при изменении температуры окружающей среды и напряжения источника питания благодаря глубокой ООС. Сопротивление резистора нагрузки зависит от напряжения источника питания и выбранного тока коллектора. Для усилителя по схеме на рис. 2.35, *а*, в котором должны применяться только кремниевые ВЧ транзисторы, $R_н = (U_{и\,п} - 2)/I_К$.

Усилитель по этой схеме удобно выполнять на транзисторной сборке К2НТО12 или К2НТ172 из соответствующих серий микросхем.

Для усилителя на германиевых транзисторах (рис. 2.35, *б*) $R_н = (U_{и\,п} - 1{,}2)/I_К$.

Для обеспечения температурной и режимной стабильности в усилителе на германиевых транзисторах необходимо применять кремниевый диод $Д_1$. С этого диода при необходимости может быть снято стабилизированное напряжение около 0,7 В для стабилизации рабочих точек других каскадов приемника, если потребляемый этими цепями ток не превышает 100—200 мкА.

При введении АРУ в таком случае необходимо добавить еще один транзистор (T_3 на рис. 2.36), который хорошо согласуется с эмиттерным детектором на транзисторе T_5. При отсутствии сигнала транзистор АРУ закрыт и не мешает нормальной работе при большом усилении. По мере возрастания сигнала транзистор T_3 открывается и происходит перераспределение тока между

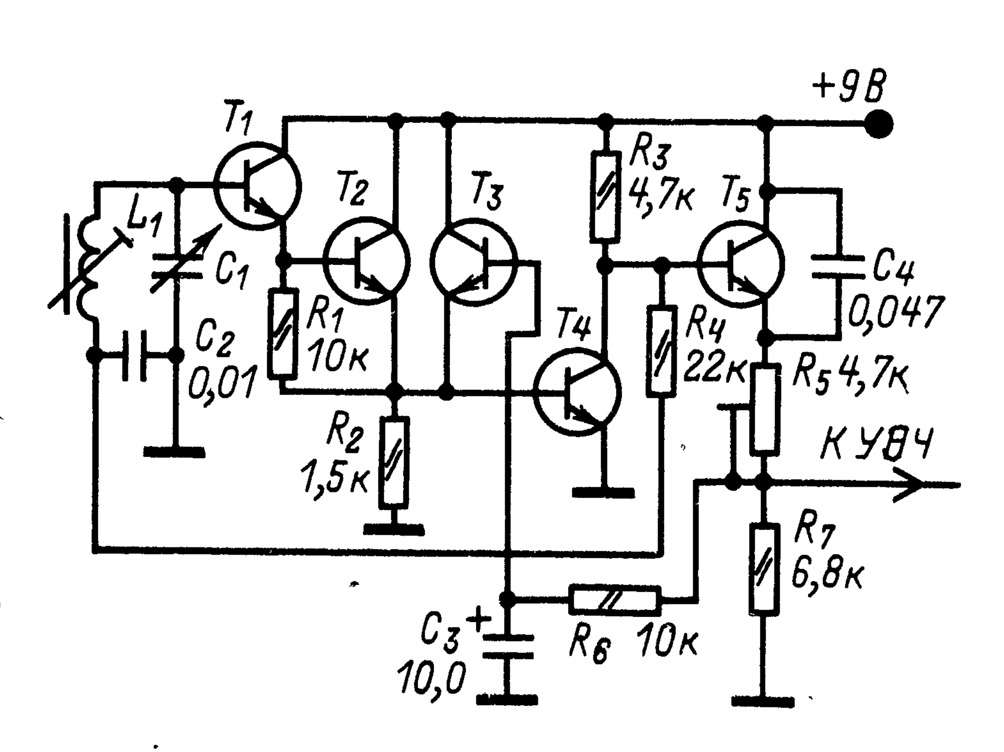


Рис. 2.36

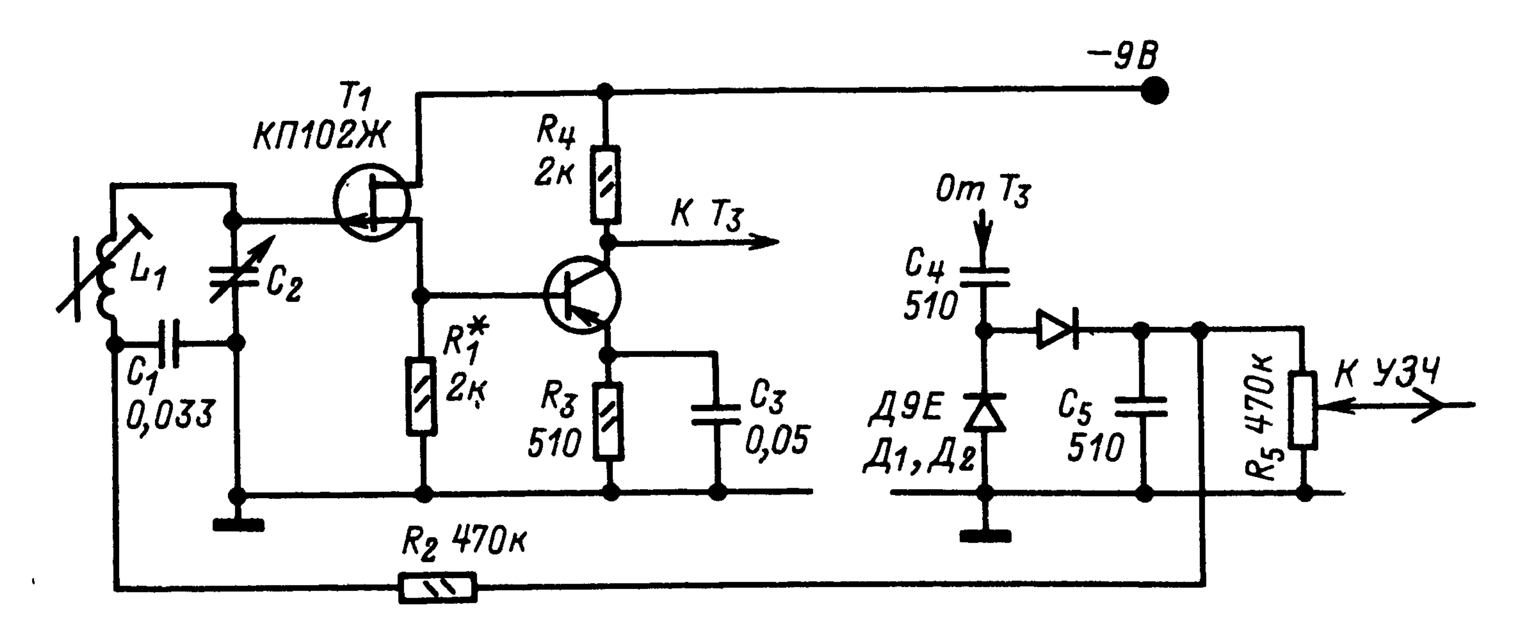


Рис. 2.37

транзисторами T_3 и T_1 — T_2, режим по постоянному току транзистора T_4 при этом не изменяется. Одновременно уменьшающееся выходное сопротивление транзистора АРУ шунтирует по переменному току вход транзистора T_4. В результате совместного действия указанных факторов резко падает усиление УРЧ в целом. Начальный режим транзистора T_3 и, следовательно, задержка АРУ устанавливаются переменным резистором R_5.

Еще более высоким входным сопротивлением обладает УРЧ на полевом транзисторе (рис. 2.37). В приемниках прямого усиления диапазонов СВ и ДВ можно применять сравнительно низкочастотные полевые транзисторы типа КП102. Для уменьшения возможности самовозбуждения из-за значительной проходной емкости транзистор T_1 включен по схеме общего стока. Второй каскад усилителя выполнен на ВЧ биполярном транзисторе любого типа структуры *p-n-p*. С детектора через фильтр R_2C_1 подается напряжение АРУ на затвор транзистора T_1.

Можно применять ВЧ полевые транзисторы в каскадах УРЧ блоков УКВ. На рис. 2.38 приведена схема УРЧ на двухзатворном полевом транзисторе, рекомендуемого для применения в приемниках высокого класса и высококачественных блоках УКВ. Несмотря на возможность полного включения затвора транзистора во входной контур, его подключают к части контура для снижения уровня сигнала при приеме мощных радиостанций и уменьшения перекрестных помех. Этому же

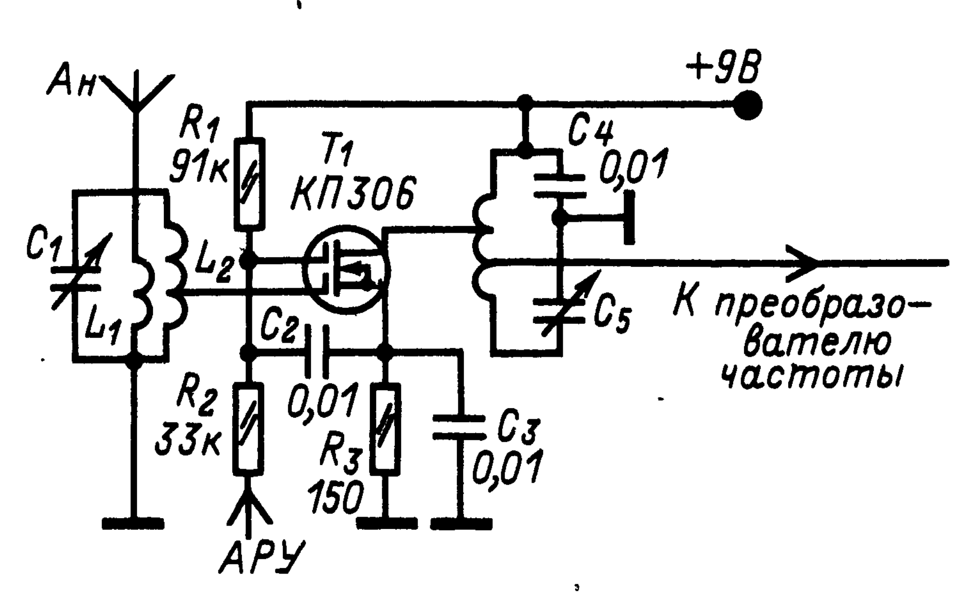


Рис. 2.38

способствует подведение напряжения АРУ ко второму затвору транзистора, т. к. крутизна его характеристики в равной мере зависит от напряжения на каждом из затворов, а входная емкость и положение рабочей точки на необходимом (оптимальном с точки зрения перекрестных искажений) участке характеристики мало изменяется при регулировании по второму затвору.

Схемы УПЧ

Входные сопротивления транзисторов, шунтируя резонансные контуры, уменьшают их добротность, что снижает селективность приемника. Поэтому требуемую селективность часто обеспечивают, применяя на входе УПЧ ФСС, а необходимое для нормальной работы детекторного каскада усиление получают в широкополосном усилителе. В широкополосных УПЧ можно использовать схемы, приведенные для УРЧ. Однако нужно учитывать, что напряжение гетеродина, проникающее на вход широкополосного усилителя, может перегрузить его, а при наличии системы АРУ сильно уменьшить его усиление или вызвать релаксационные колебания в системе АРУ — УПЧ. Поэтому необходимо тщательно экранировать входные цепи широкополосного УПЧ от цепей гетеродина.

На рис. 2.39 приведена схема УПЧ, применяемая в промышленных приемниках. Контур L_2C_5 на выходе усилителя сужает полосу пропускания второго каскада до 80 — 40 кГц. Относительно небольшое нагрузочное сопротивление первого каскада обеспечивает устойчивую работу обоих каскадов при значительных проходных емкостях транзисторов.

Модификация этой схемы, представленная на рис. 2.40 (аналогичная рис. 2.33), обеспечивает высокую устойчивость против самовозбуждения при недостаточно эффективной экранировке транзисторов. Кроме того, в этой схеме значительно эффективнее действие АРУ благодаря одновременному уменьшению крутизны характеристик обоих транзисторов и применения УПТ в АРУ на транзисторе T_3.

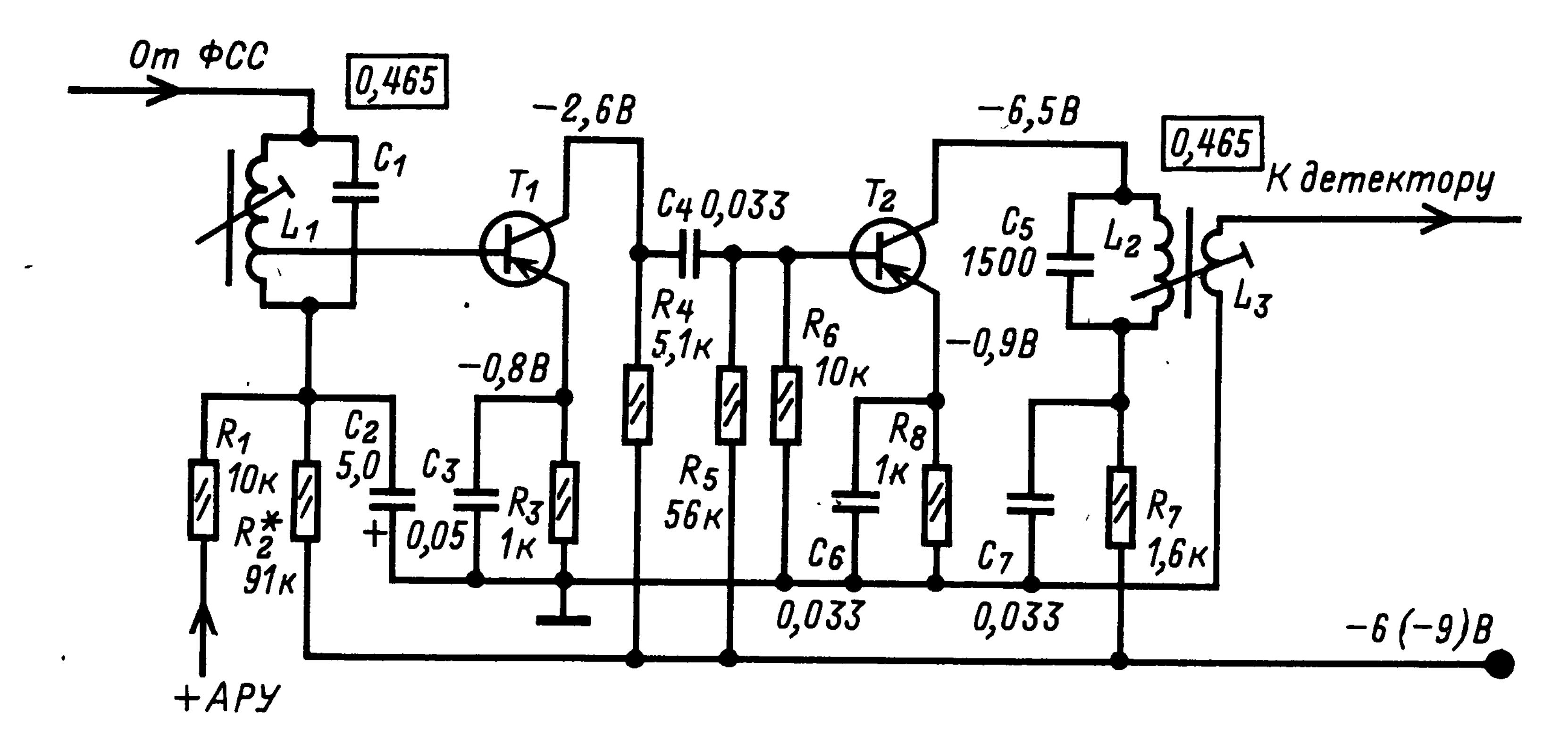


Рис. 2.39

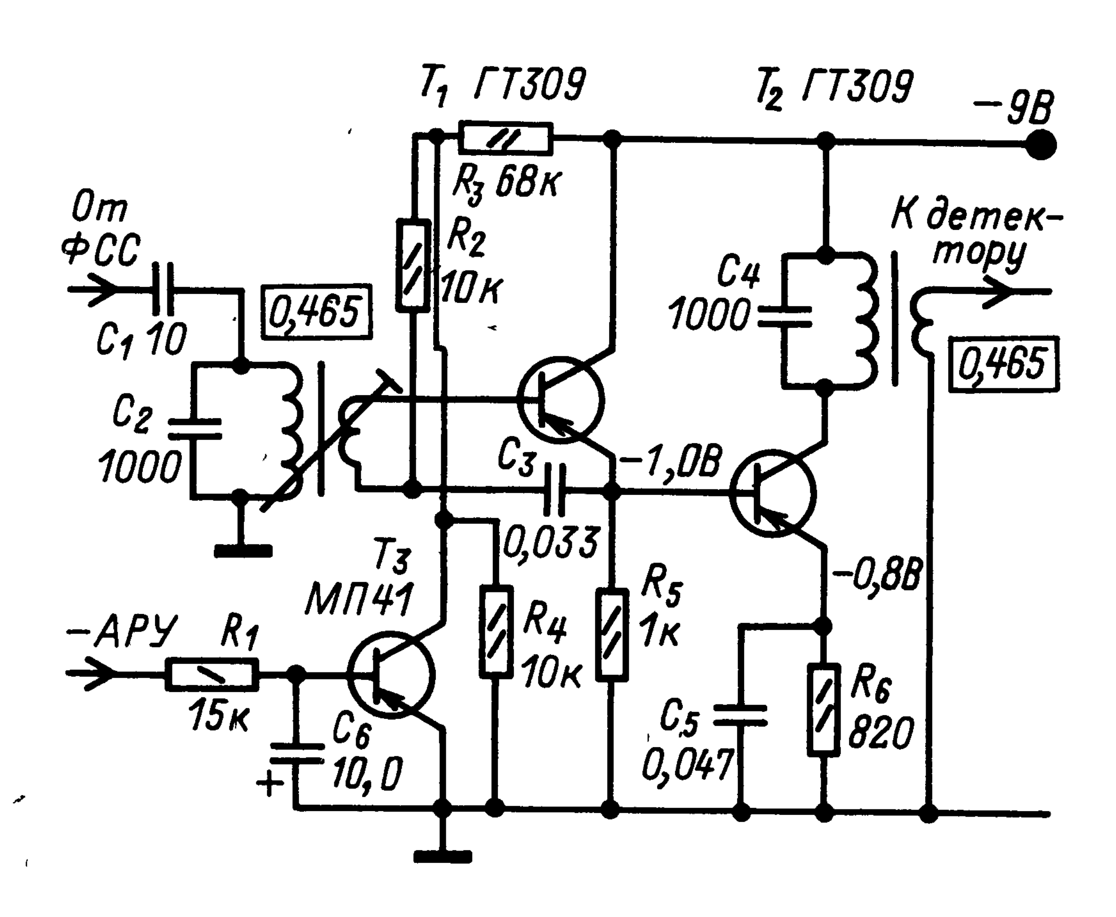


Рис. 2.40

Фильтры ПЧ

***LC*-фильтры сосредоточенной селекции.** Катушки ФСС размещены в броневых ферритовых сердечниках (табл. 2.6). Сердечники заключены в индивидуальные экраны. При намотке катушек проводом, скрученным из 3—7 изолированных жил диаметром 0,05—0,07 мм, их добротность на частоте 465 кГц может достигать 150 — 250.

Пьезокерамические многозвенные фильтры (табл. 2.7) обладают малым затуханием в полосе пропускания, а их частотные характеристики имеют крутые скаты. Однако затухание этих фильтров за пределами полосы пропускания возрастает немонотонно. Вследствие этого необходимо включать перед фильтром резонансный контур, который одновременно служит трансформатором, согласующим выходное сопротивление преобразователя частоты с входным сопротивлением фильтра.

Применять пьезокерамические фильтры без резонансного *LC*-контура не следует из-за наличия в АЧХ фильтров паразитных полос пропускания,

Таблица 2.6 **Данные контуров ПЧ 465 кГц**

Тип сердечника	Число витков катушки при емкости конденсатора, пФ		
	270	510	1000
Броневой карбонильный СБ-12а	145	110	80
Броневой карбонильный СБ-9а	150	115	82
Броневой ферритовый Ч5	130	99	72
Кольцевой ферритовый М600НН-К7×4×2, зазор 2×0,05 мм	125	89	61

приводящих к резкому снижению селективности в диапазоне СВ. Частотная характеристика одного из образцов фильтра ФП1П-023 приведена на рис. 2.41. Показанная на этом рисунке слева характеристика затухания может быть получена при тщательном согласовании пьезокерамического фильтра со стороны входа и выхода, которое осуществляется подбором режима транзистора УПЧ, сопротивления R_1 и места отвода от контурной катушки (рис. 2.42).

Цепь АРУ может вызвать рассогласование фильтра, вследствие чего частотная характеристика фильтра в полосе пропускания деформируется. Это может создать заметные искажения при приеме сигналов радиостанций, создающих большую напряженность поля в месте приема.

В УПЧ, выполненный по схеме по рис. 2.35, керамический фильтр необходимо включать между двумя согласующими контурами с индуктивной или емкостной трансформацией сопротивлений (рис. 2.43).

Электромеханические фильтры (табл. 2.8) работают без согласующих контуров, имеют несколько меньшие габариты их характеристики (рис. 2.44), практически не искажаются работой системы АРУ. Схема включения фильтра в тракт ПЧ показана на рис. 2.45. Катушки L_1 и L_2 вместе с постоянными магнитами представляют входной и выходной преобразователи электрических колебаний в механические. Емкости конденсаторов C_1—C_3 должны выбираться в соответствии с дан-

Таблица 2.7. **Основные характеристики пьезокерамических фильтров***

Параметр	ФП1П-041	ФП1П-043	ФП1П-022	ФП1П-023	ФП1П-024	ФП1П-025	ФП1П-026	ФП1П-027	ФП1П-049а	ФП1П-049б
Средняя частота полосы пропускания, кГц	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2	10,7±0,1	10,7±0,1
Полоса пропускания по уровню 6 дБ, кГц	5,8±1,2	5,8±1,2	$12{,}5^{+2}_{-2}$	$9{,}5^{+2}_{-1,5}$	$9{,}5^{+2}_{-1,5}$	$9{,}5^{+2}_{-1,5}$	$8{,}5^{+2}_{-1,5}$	$9{,}5^{+2}_{-1,5}$	150—200	200—280
Селективность при расстройке от средней частоты ±9 кГц, дБ, не менее	55	46	26	40	35	30	26	35	505**	585**
Вносимое затухание в полосе пропускания, дБ, не более	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	10	10
Нагрузочное сопротивление, кОм:										
$R_{вх}$ и $R_{вых}$	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	0,33	0,33
Шунтирующая емкость, пФ									20	20

* Габариты всех фильтров 18,5×16×6 мм.
** Ширина полосы пропускания (в килогерцах) на уровне —26 дБ.

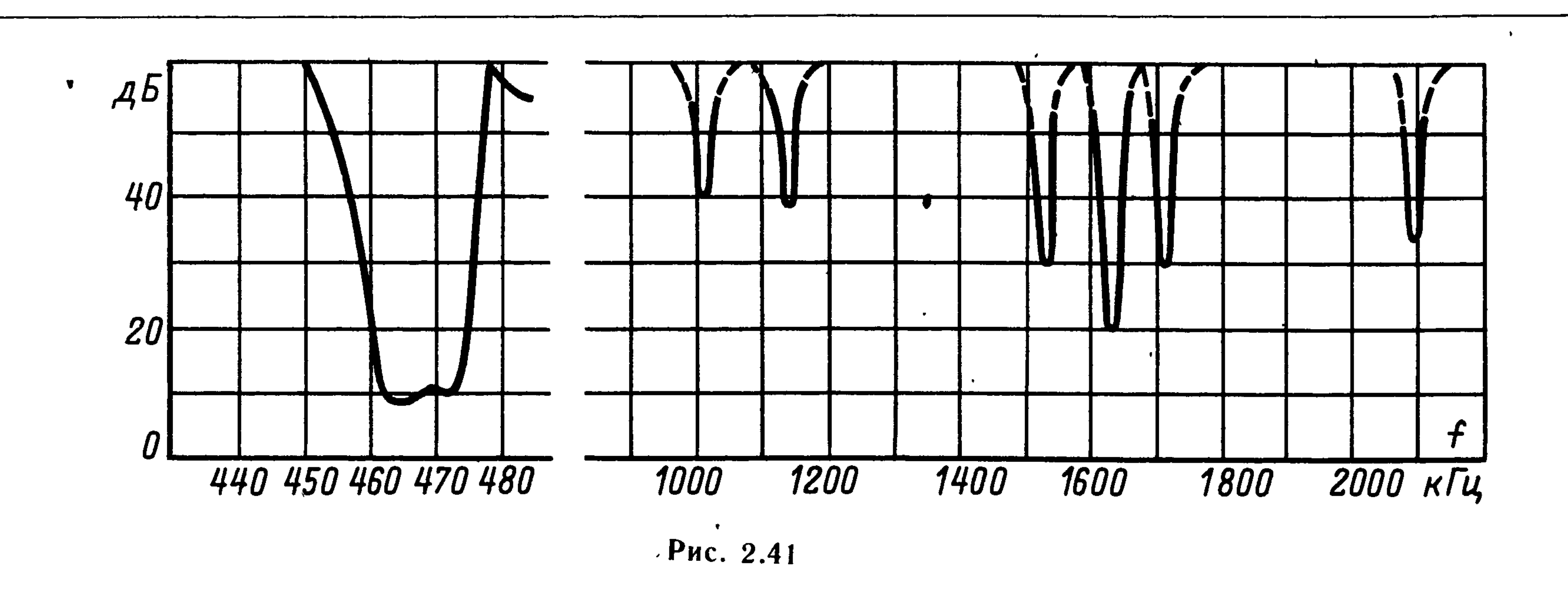


Рис. 2.41

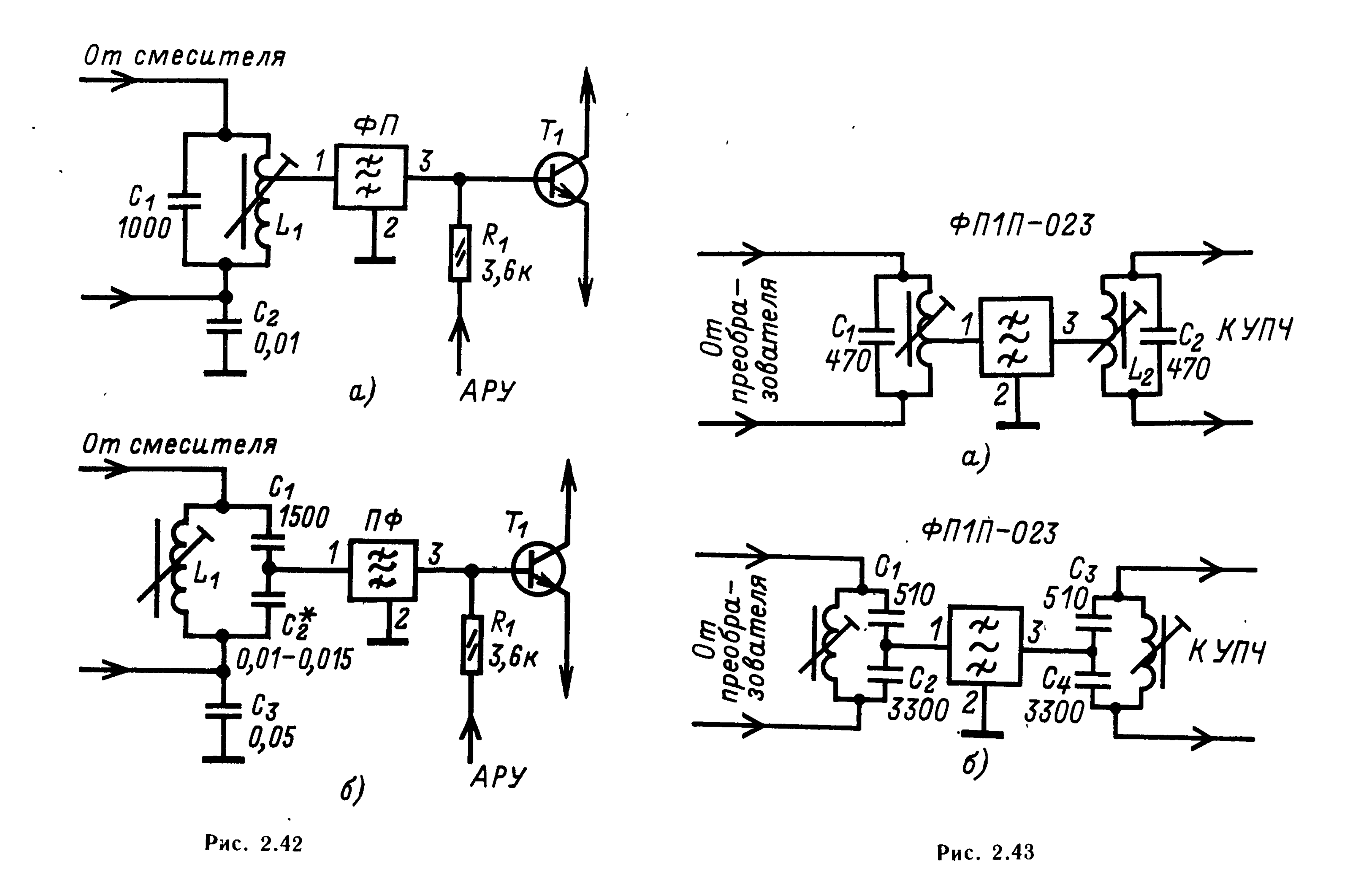


Рис. 2.42

Рис. 2.43

Таблица 2.8. **Основные параметры электромеханических фильтров с средней частотой полосы пропускания 465±1,5 кГц**

Параметр	Тип фильтра			
	ЭМПФ-5-465-6	ЭМПФ-5-465-9	ЭМПФ-5-465-18	ЭМПФ-5-465-7
Ширина полосы пропускания на уровне 3 дБ, кГц	5,6—6,4	8,4—9,6	12,2—13,8	6,5—7,5
Затухание на частоте ±10 кГц, дБ, не менее	56	42	26	35
Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ, не более	2,5	3,0	3,5	4
Вносимое затухание в полосе пропускания, дБ, не более	8,5	7,0	8,0	14
Емкость настройки входного преобразователя, пФ	300	300	300	150
Емкость настройки выходного преобразователя, пФ	1500	2200	3300	40
Номинальное входное сопротивление, кОм	10	10	10	50
Номинальное нагрузочное сопротивление на выходе, кОм	1	1	1	10

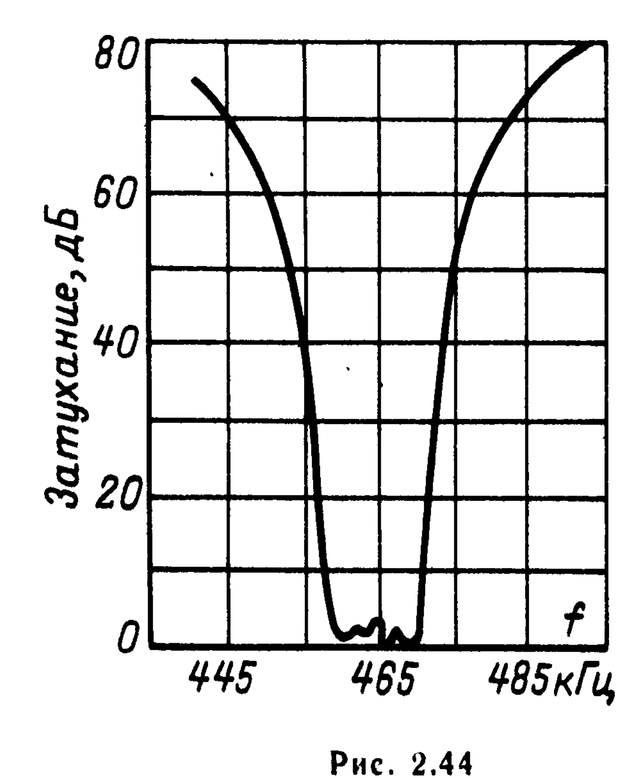


Рис. 2.44

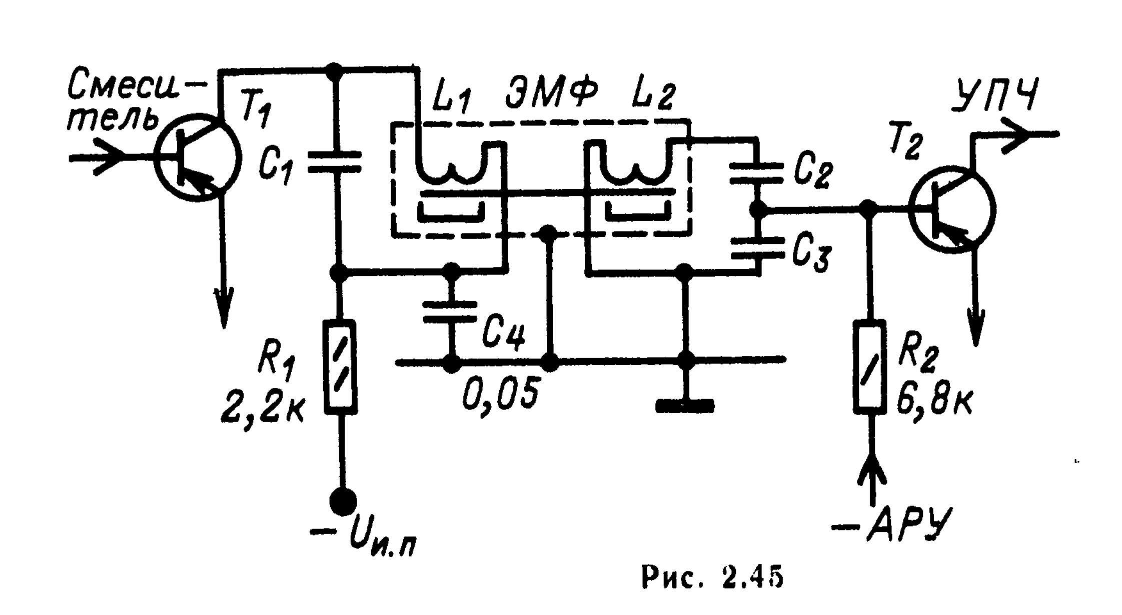


Рис. 2.45

ными табл. 2.8 для каждого конкретного типа фильтра.

ФСС с плавно изменяемой полосой пропускания (рис. 2.46). Для изменения полосы пропускания используется зависимость емкости варикапов связи $Д_2$ и $Д_4$ от подводимого напряжения. Варикапы $Д_1$ и $Д_3$ служат для компенсации изменения настройки фильтра; емкость их уменьшается при увеличении емкости варикапов связи. Напряжение, управляющее емкостью варикапов, должно быть стабилизировано. Настройку фильтра проводят при минимальных емкостях варикапов связи $Д_2$ и $Д_4$ по максимальному напряжению на выходе фильтра или приемника.

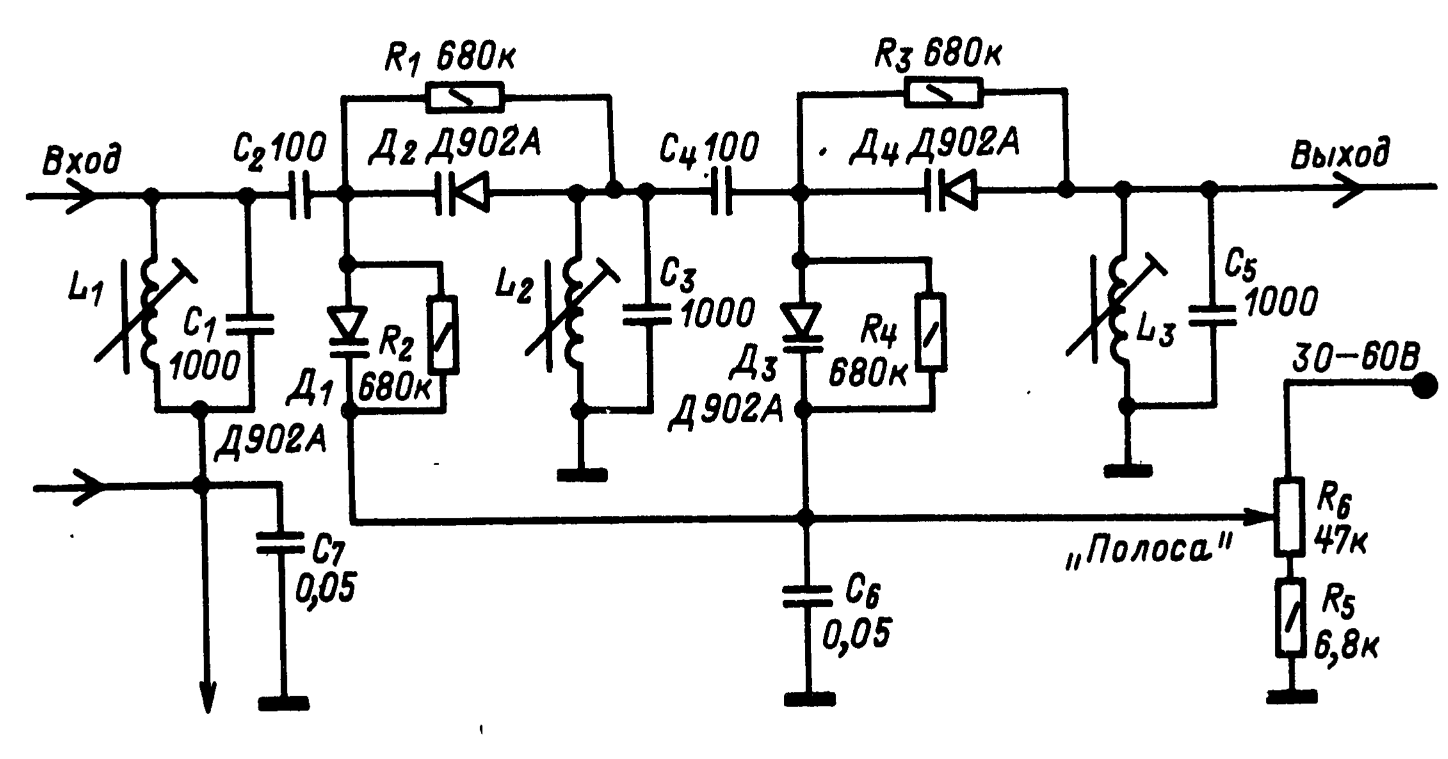


Рис. 2.46

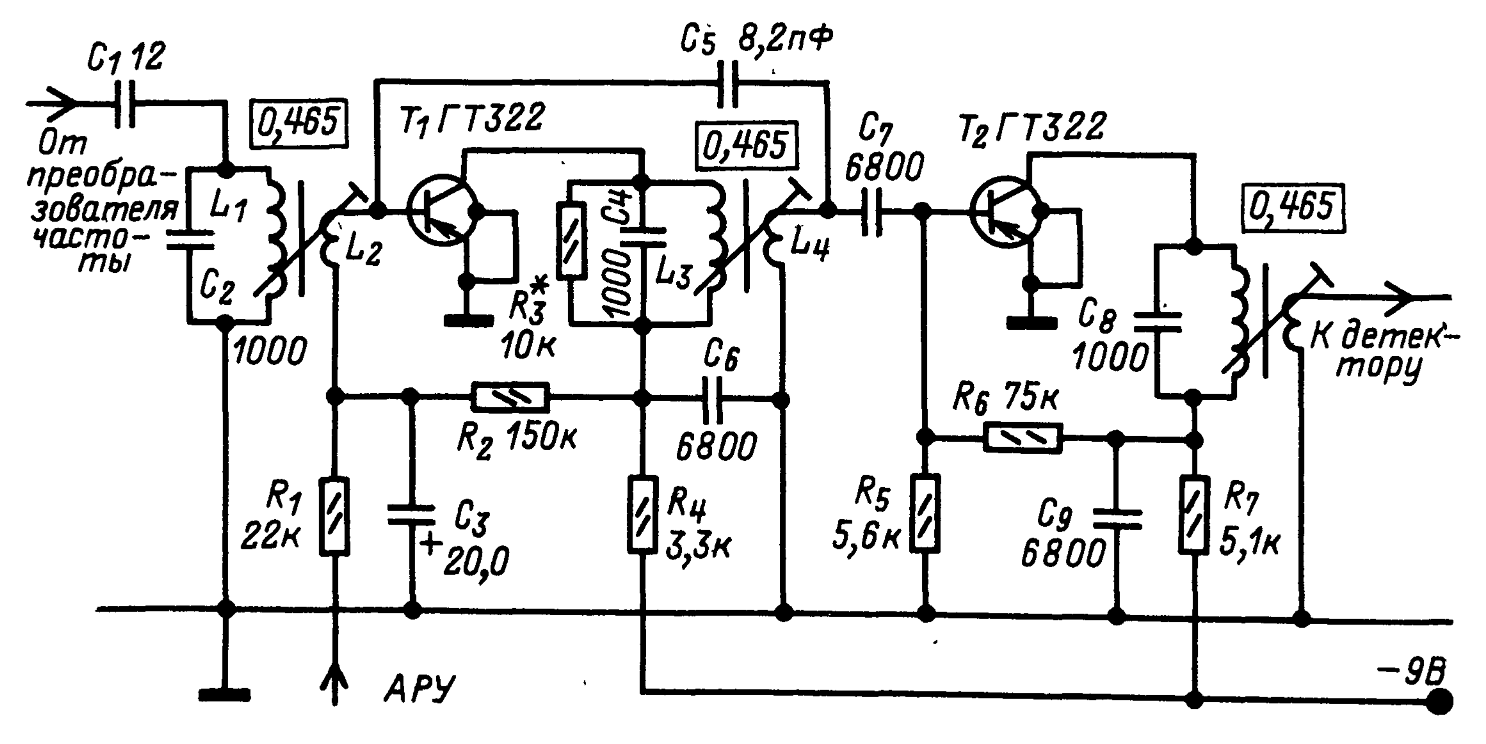


Рис. 2.47

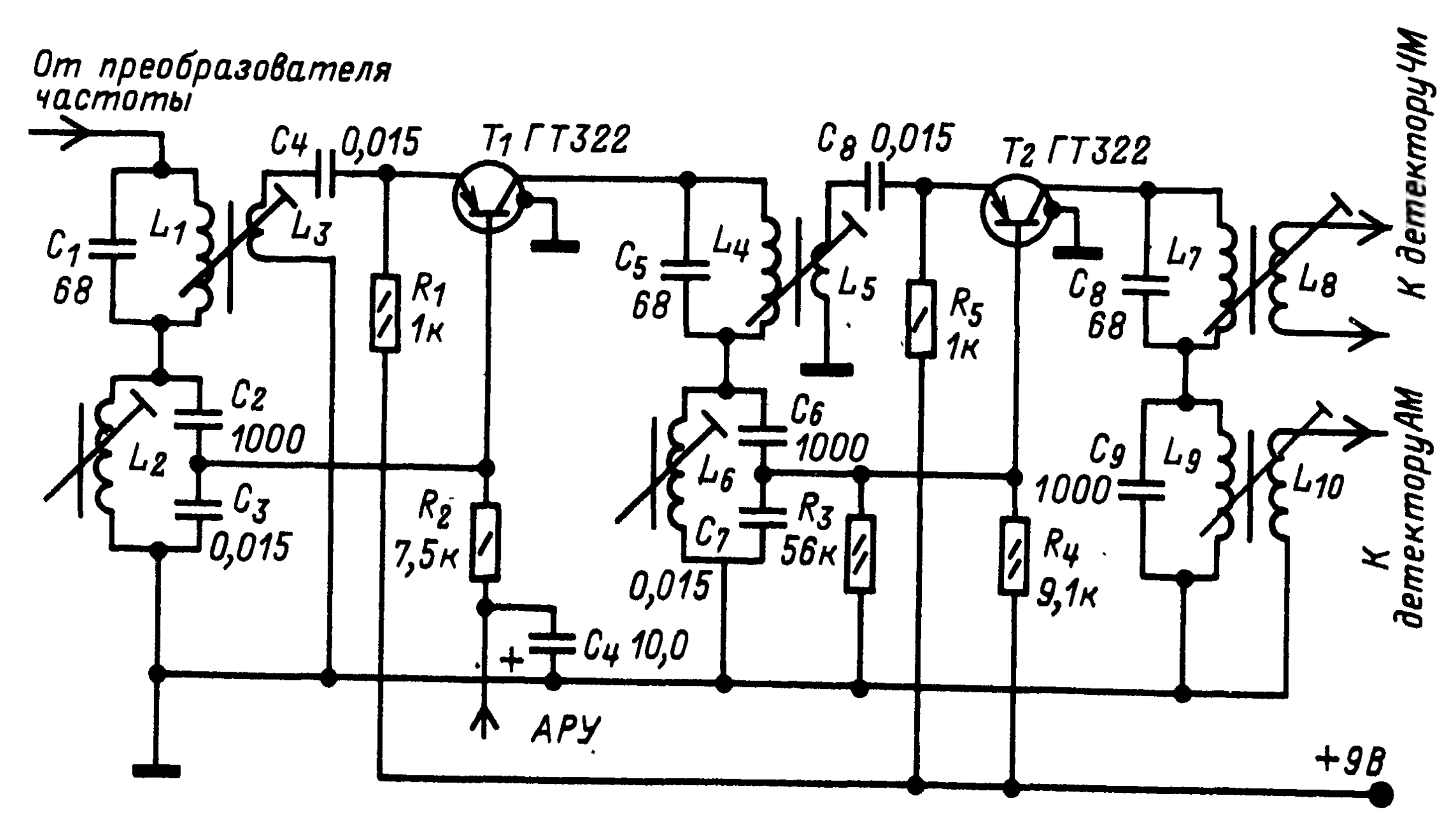


Рис. 2.48

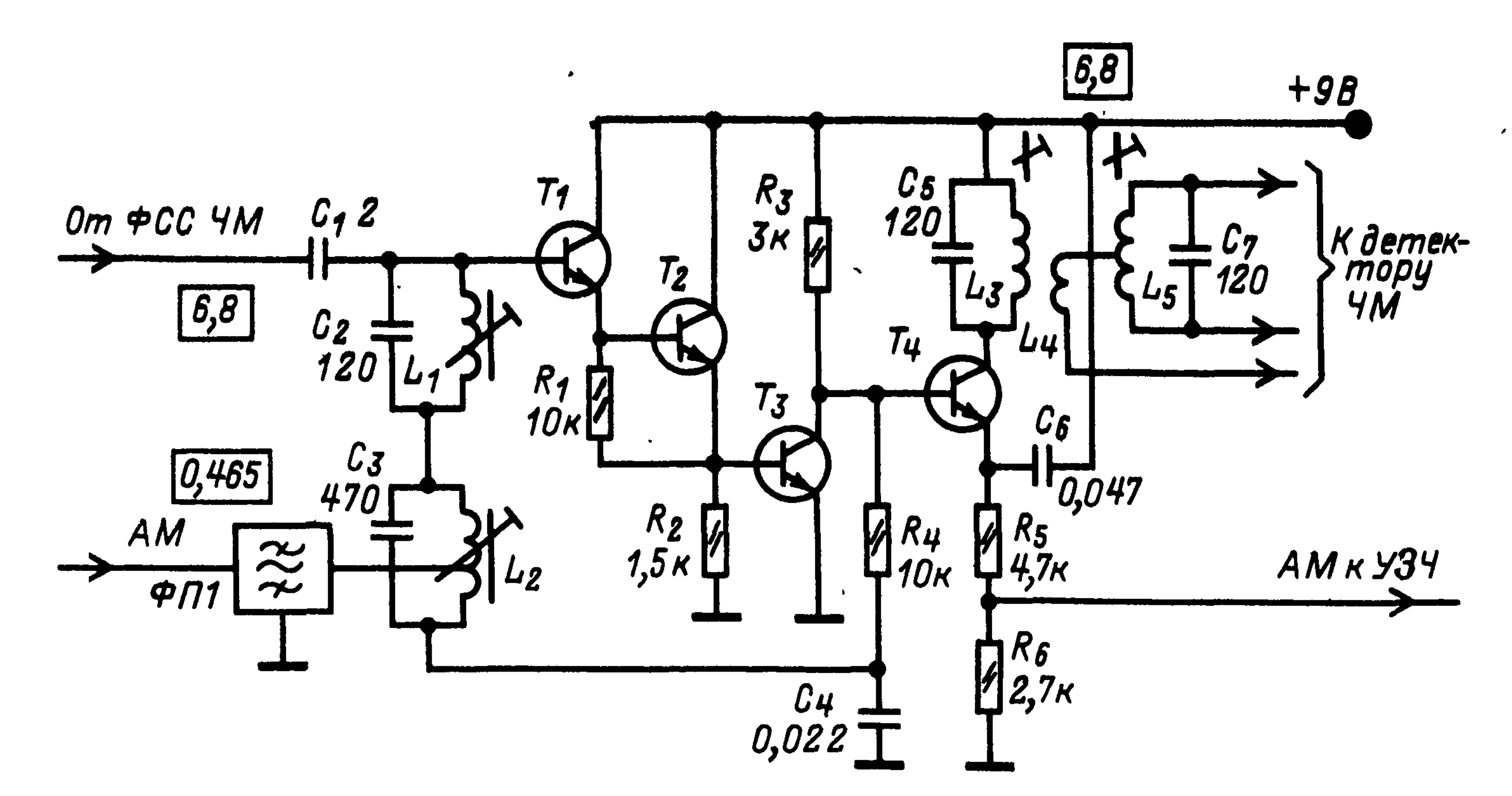


Рис. 2.49

Схема УПЧ без ФСС. При использовании в УПЧ транзисторов с малыми проходными емкостями (ГТ322, КТ339 и т. п.) можно получить устойчивое усиление, осуществляя межкаскадные связи с применением резонансных контуров. На рис. 2.47 приведена схема подобного УПЧ без ФСС, применяемая в портативных приемниках промышленного изготовления.

Тракты усиления ПЧ транзисторных приемников АМ и ЧМ обычно выполняют с резонансными межкаскадными контурами. Учитывая, что проходная емкость транзистора в схеме ОБ в несколько раз меньше, чем в схеме ОЭ, транзисторы тракта ЧМ иногда включают по схеме ОБ. На рис. 2.48 приведена схема УПЧ приемника АМ и ЧМ, в котором оба транзистора включены по схеме

ОЭ в тракте АМ и по схеме ОБ в тракте ЧМ.

УПЧ приемников с диапазоном УКВ целесообразно выполнять по каскодной схеме. Контурные катушки ФПЧ тракта ЧМ обычно выполняют на четырехсекционных каркасах с подстроечными сердечниками из феррита 100НН, хотя возможно применение горшкообразных сердечников из феррита 600НН, добротность катушек в которых на частотах до 6,8 МГц достигает 30. Для упрощения конструкции контурных катушек и их настройки целесообразно в приемниках АМ и ЧМ применять УПЧ с большим входным сопротивлением (см. рис. 2.35). Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 2.49. Схема наиболее пригодна при переделке ламповых приемников на транзисторные.

2.5. ДЕТЕКТОРЫ СИГНАЛОВ

Диодные детекторы. В большинстве современных приемников применяют амплитудные детекторы на германиевых диодах. Если детектирование производится при значительном уровне подводимого к детектору ВЧ (ПЧ) сигнала (0,5 — 3 В), то входное сопротивление диодного детектора, выполненного по последовательной схеме (рис. 2.50), $R_{вх} \approx R_н/2$, сопротивление детектора, выполненного по параллельной схеме, $R_{вх} \approx R_н/3$.

Напряжение ЗЧ на выходе детектора

$$U_{ЗЧ} = U_{ВЧ} m K_д,$$

где m — коэффициент модуляции; $K_д$ — коэффициент передачи детектора; $U_{ВЧ}$ — подводимое напряжение ВЧ.

Детекторные каскады транзисторных приемников, как правило, работают при малых подводимых напряжениях сигнала (30 — 300 мВ) и с малым сопротивлением нагрузки (2 — 15 кОм). Это необходимо для согласования выхода детекторного каскада со входом транзисторного УЗЧ, входное сопротивление которого обычно лежит в указанных пределах, и для того, чтобы получить максимальную чувствительность приемника при минимальном усилении в тракте.

При малом уровне входных сигналов коэффициент гармоник существенно зависит от правильности согласования детектора с выходом УПЧ и от режима диода детектора по постоянному току. Обычно с выхода детекторного каскада снимается напряжение постоянного тока для АРУ. В транзисторном приемнике это приводит к необходимости подачи на диод смещения из цепи питания базы транзистора соответствующего каскада УПЧ.

Протекающий при этом через диод ток в значительной мере определяет коэффициент передачи детектора и его зависимость от уровня входного сигнала. В свою очередь от значения коэффициента передачи детектора зависит его входное сопротивление: $R_{вх} = 0{,}5R_н/K_д$.

Очевидно, что при изменении уровня сигнала изменяется входное сопротивление детекторного каскада и изменяются условия согласования детектора с выходом УПЧ. Минимальный коэффициент гармоник получается лишь при вполне определенных условиях. Для наилучшего использования усилительных свойств последнего каскада УПЧ минимальным подводимым к детектору напряжением следует считать 30 — 50 мВ. При этом коэффициент передачи детектора приблизительно равен 0,2. Необходимый коэффициент включения детектора в контур УПЧ

$$p_д = \sqrt{\frac{R_н}{2K_д R_{oe}}},$$

где $p_д$ — коэффициент включения детектора, равный отношению числа витков катушки связи с детектором к числу витков контурной катушки последнего каскада УПЧ; $K_д$ — коэффициент передачи детектора (рис. 2.51); R_{oe} — эквивалентное сопротивление ненагруженного контура.

При таком способе согласования детектора с выходом УПЧ с увеличением напряжения на входе УПЧ напряжение на детекторе почти не изменится. Нелинейность характеристики детектора компенсируется нелинейностью его входного сопротивления, что снижает коэффициент гармоник. Подводимое к диоду детектора постоянное смещение должно быть таким, чтобы получить небольшой ток через диод 1 — 5 мкА. Обычно для этого в схему приемника вводят переменный резистор, регулировкой которого обеспечивают малые нелинейные искажения.

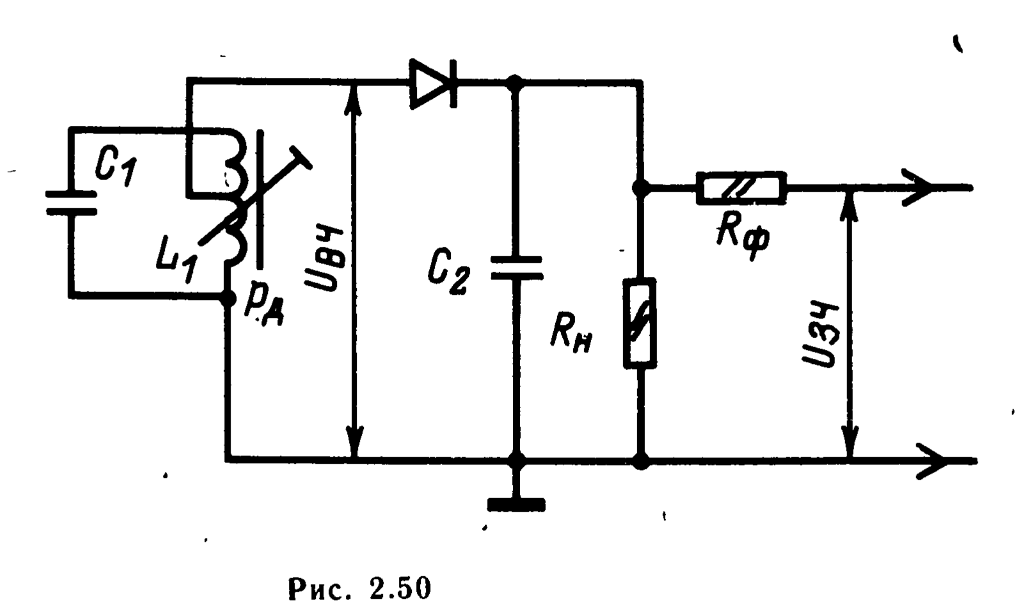


Рис. 2.50

Рис. 2.51

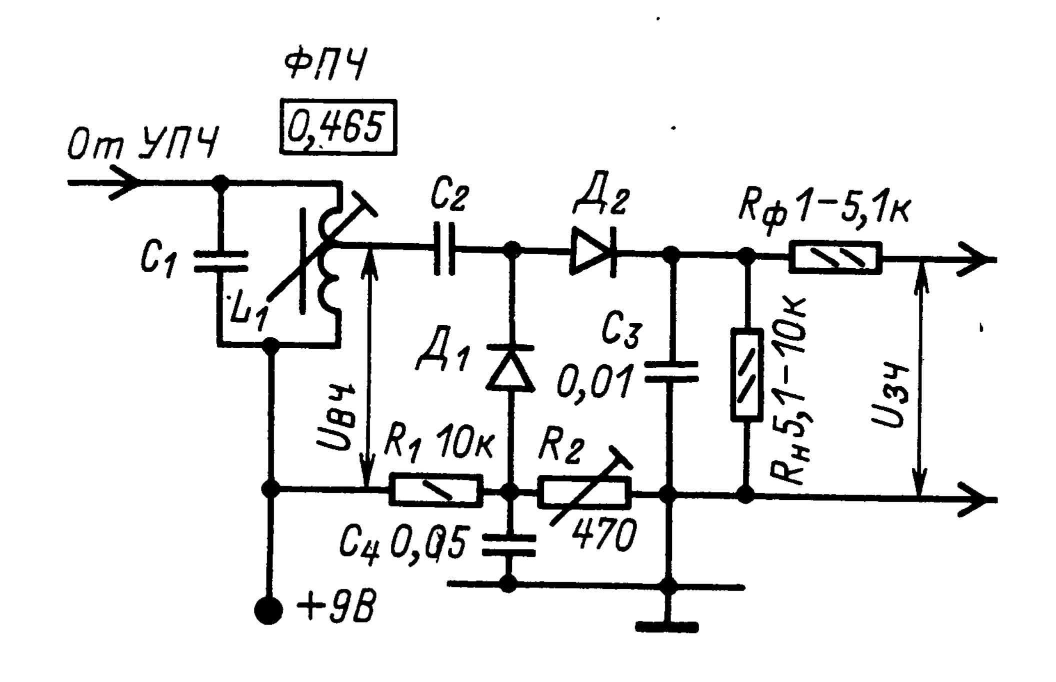


Рис. 2.52

На рис. 2.52 приведена схема двухполупериодного детектора с цепями, обеспечивающими подбор режима детектора по постоянному току.

Детекторы на транзисторах. Детекторы на транзисторах с обратной связью применяют в простых транзисторных приемниках в целях экономии места. Применение ПОС (рис. 2.53) позволяет значительно повысить чувствительность со входа детекторного каскада и благодаря этому уменьшить число каскадов УРЧ или УПЧ приемника. Коэффициент включения базы транзистора в контур должен быть 0,2 — 0,5; при этом можно получить значительное усиление от действия обратной связи. При использовании транзистора с $f_{гр} \geqslant$ $\geqslant$60 МГц детектор может работать даже в диапазоне КВ, однако приемник с таким детектором работает обычно нестабильно и налаживание его сложно.

В современных транзисторных приемниках, особенно с применением микросхем, широкое распространение получил эмиттерный детектор (рис. 2.54). Его отличительной особенностью является малый коэффициент гармоник. Такой детектор может быть подсоединен непосредственно к коллекторной нагрузке предыдущего каскада (T_1) УПЧ (УРЧ) и на его нагрузочном сопротивлении (резисторах R_3 и R_4) в отсутствие сигнала будет напряжение постоянного тока на 0,2 — 0,6 В меньше, чем на коллекторе предыдущего каскада. Это напряжение можно использовать для установления рабочей точки транзистора каскада, охваченного АРУ. При наличии сигнала к этому напряжению добавляется выпрямленное напряжение несущей частоты принимаемой радиостанции. При подведении к базе транзистора — детектора T_2 ВЧ напряжения 50 мВ при глубине модуляции 30% на выходе детектора получается 10 мВ напряжения ЗЧ и около 40 мВ напряжения постоянного тока для целей АРУ.

Конденсатор C_2 обязательно должен быть соединен с коллектором транзистора, в противном случае в приемнике с несколькими каскадами в тракте РЧ может возникнуть самовозбуждение. Частотная характеристика детектора от емкости конденсатора C_2 зависит слабо, т. к. выходное сопротивление детектора низкое.

При использовании в качестве T_2 транзисторов структуры *p-n-p* необходимо изменить полярность источника питания; целесообразно применить в качестве T_2 транзистор такой же структуры, как транзистор T_1.

При использовании кремниевых транзисторов выходное напряжение детектора при отсутствии сигнала меньше напряжения на коллекторе T_1 на 0,6 В, а при германиевых на 0,15 — 0,2 В. Такой детектор хорошо согласуется с широкополосными УПЧ (см. § 2.4).

Эмиттерные детекторы часто являются составной частью интегральных микросхем, например, серий К224, К237. В этих микросхемах детектор выполнен не в точном соответствии со схемой на рис. 2.54, но работает на том же принципе. Иногда для повышения коэффициента передачи в качестве эмиттерного детектора используют два транзистора, включенных по схеме ОК. На рис. 2.55 приведена детекторная часть микросхемы К2ЖА372 с каскадами усиления постоянного тока для целей АРУ.

Детекторы ЧМ сигналов. Для детектирования ЧМ сигналов чаще всего применяют дробный детектор, который эффективно подавляет амплитудную модуляцию. При использовании дробного детектора громкость приема пропорциональна среднему значению принимаемого сигнала, поэтому такие приемники часто имеют цепь АРУ.

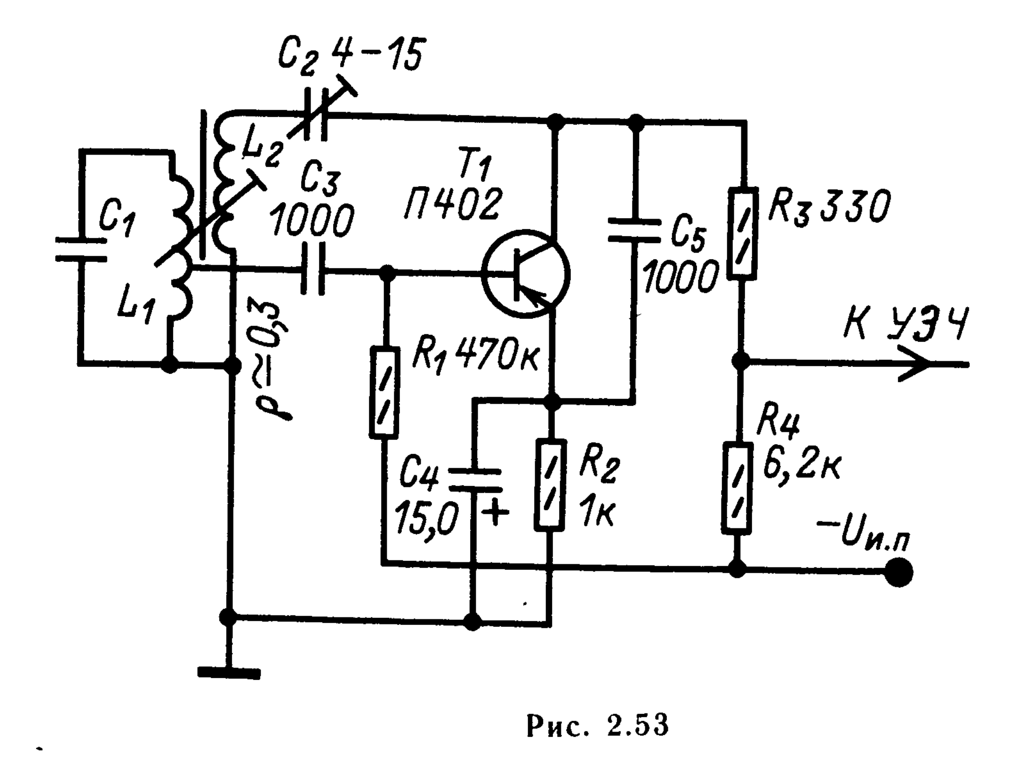


Рис. 2.53

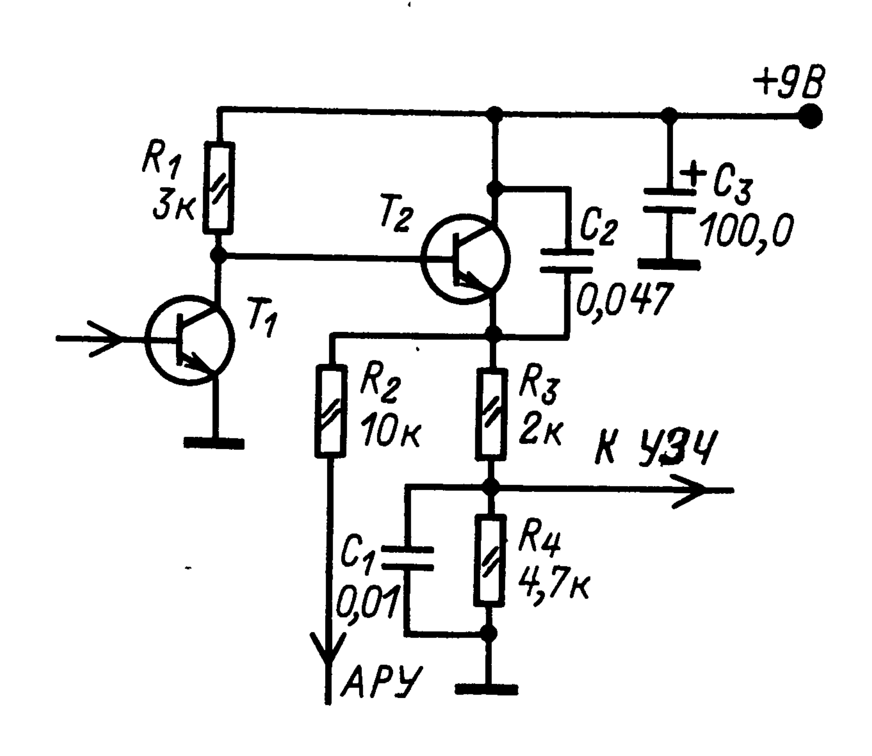


Рис. 2.54

Симметричный (относительно корпуса) дробный детектор (рис. 2.56) проще в налаживании, но содержит больше деталей и развивает вдвое меньшее напряжение АРУ. Для нормальной работы детектора важно, чтобы половины катушки L_2 были электрически симметричны. Поэтому их наматывают двумя сложенными вместе проводами.

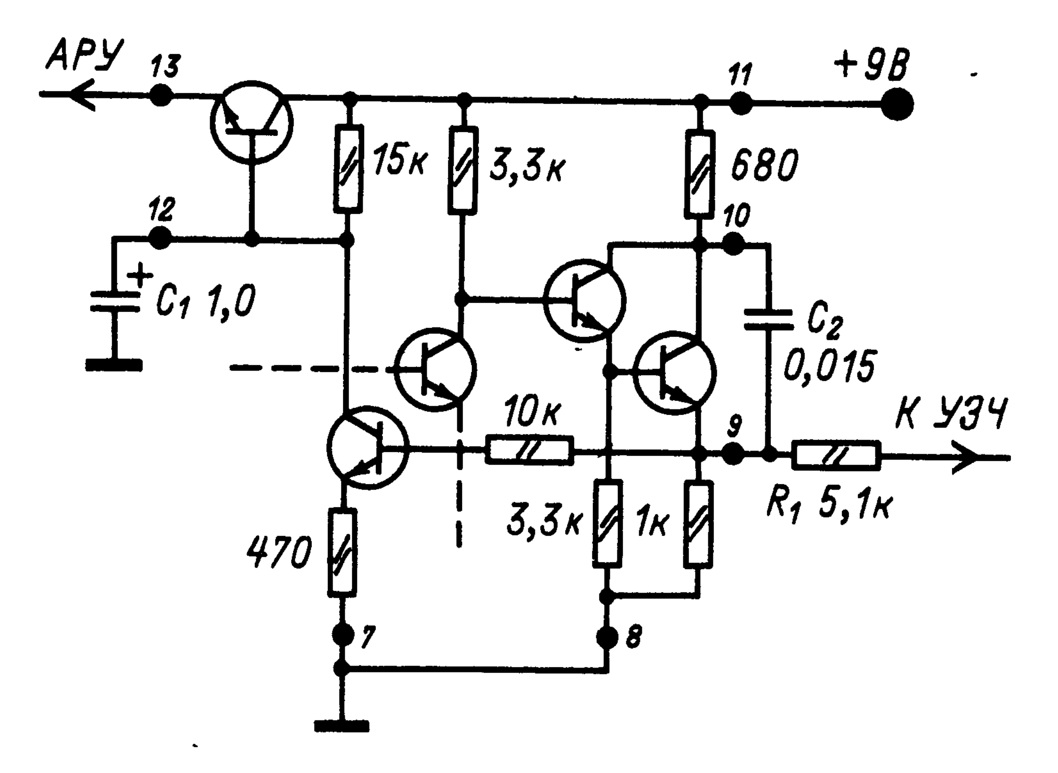


Рис. 2.55

На рис. 2.57 дана схема несимметричного дробного детектора. Напряжение постоянного тока для АПЧ может быть снято с той же точки, что и выходное напряжение ЗЧ.

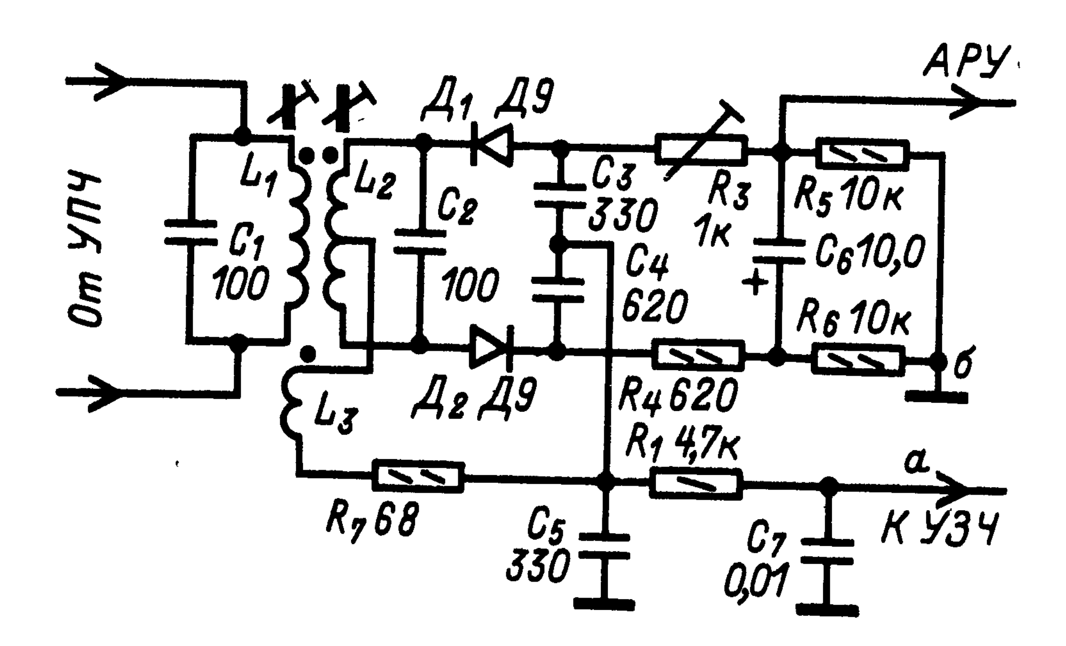


Рис. 2.56

В малогабаритных приемниках изготовление контурных катушек с индуктивной связью затруднительно. Обычно катушки размещают в отдельных экранах. В этом случае целесообразно применять конденсаторы связи (конденсатор C_3 на рис. 2.58), подбирая емкость которого, можно легко изменять форму S-образной характеристики дробного детектора. Напряжение ЗЧ можно снимать и с резисторов R_1, R_2, а не со средней точки катушки L_2, как это сделано в схеме на рис. 2.57. С этой же точки снимается напряжение постоянного тока для цепей АПЧ. Дальнейшее упрощение детектора возможно в результате исключения резисторов R_1 и R_2 и электролитического конденсатора C_6. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ непосредственно соединяют между собой, и к точке их соединения подключают цепь, устраняющую подъем верхних частот модуляции в передатчике РВ станции. Уровень выходного напряжения в этом случае не превышает 10 — 15 мВ, что достаточно для транзисторного УЗЧ. Благодаря непосредственному соединению диодов уровень ЗЧ на выходе детектора практически не зависит от уровня входного сигнала, начиная с уровня, обеспечивающего работу детектора в режиме ограничения.

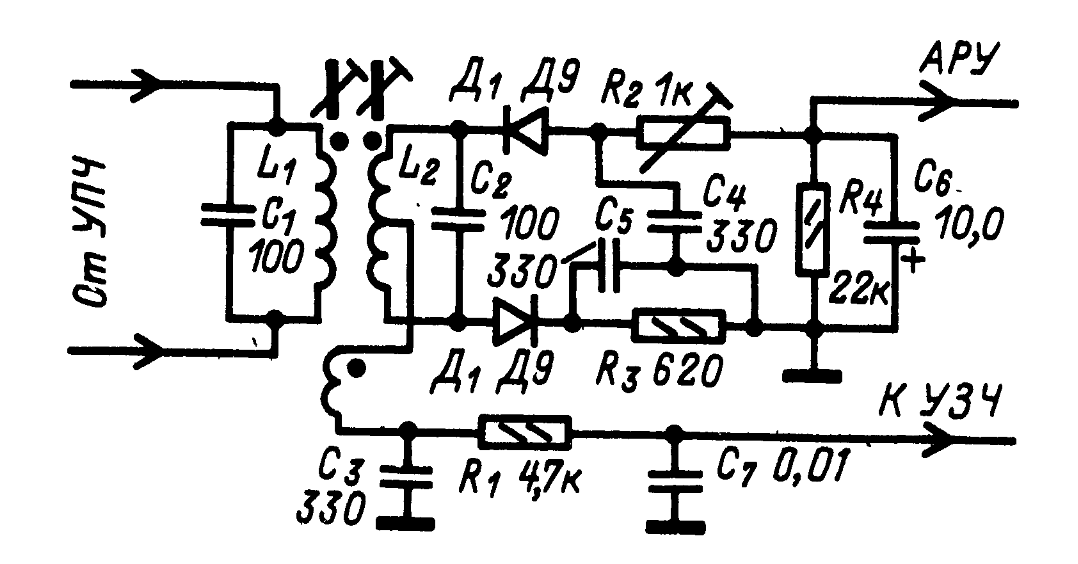


Рис. 2.57

В микросхемах для детектирования ЧМ сигналов широкое распространение получили фазовые квадратурные ЧД. Схемы ЧД на этой основе просты в исполнении и регулировке. На рис. 2.59 приведена упрощенная (без цепей питания) схема такого детектора. Повторение ее на дискретных элементах в радиолюбительских условиях нецелесообразно, проще выполнить дробный детектор. Здесь приводится схема такого ЧД, поскольку она применяется в микросхеме 174УР1. В основу частотного детектора этой микросхемы положен двойной балансный транзисторный фазовый детектор. При наличии перед ним ограничителя (что

От УПЧ; C_1 120; 2:1; C_2 120; C_3 15*; $Д_1, Д_2$ Д9Е; C_4, C_5 300; R_1 10к; R_2 10к; C_6 10,0; C_7 0,01; R_3 68к; C_8 0,5; АПЧГ; К УЗЧ

Рис. 2.58

предусмотрено в микросхеме) напряжение на выходе детектора зависит только от фазовых соотношений между напряжениями сигналов, подводимых к входам фазового детектора. Для детектирования ЧМ сигналов необходимо изменение частоты превратить в изменение фазы между двумя напряжениями подводимыми к детектору. Это осуществляется с помощью фазовращателя, роль которого в схеме на рис. 2.59 играет контур L_1C_3 с C_1 и C_2. Линейный участок характеристики ЧД зависит от протяженности линейного участка частотно-фазовой характеристики фазовращателя, которая в свою очередь зависит от линейности фазовой характеристики контура L_1C_3. Фазовая характеристика контура практически линейна в полосе пропускания частот по уровню 0,9 и обладает допустимой нелинейностью в полосе пропускания по уровню 0,7. Исходя из этих соображений добротность контура L_1C_3 должна быть выбрана такой, чтобы его полоса пропускания с определенным запасом пропускала весь спектр широкополосного ЧМ сигнала. Для полосы пропускания по уровню 0,7 добротность определяется как $Q_э = f_0/П_{0,7}$, а для полосы пропускания по уровню 0,9 как $Q_э \approx 0{,}5 f_0/П_{0,9}$. Для получения необходимой добротности контур должен быть зашунтирован резистором с сопротивлением

$$R_ш = \rho \frac{Q_0 Q_э}{Q_0 - Q_э},$$

где $\rho = \omega L = 1/\omega C = \sqrt{L/C}$.
Точное сопротивление этого резистора определяется опытным путем при налаживании ЧД.

Необходимый фазовый сдвиг между напряжениями, подводимыми к фазовому детектору, можно получить, используя принцип синхронного детектирования ЧМ сигнала с применением ООС по частоте. Это осуществимо при применении местного гетеродина, частота которого с определенной фазовой точностью подстраивается к частоте принимаемого сигнала. Начальный фазовый сдвиг (относительно несущей сигнала) устанавливается цепью ФАПЧ близким к 90°. При наличии частотной модуляции сигнала необходимо, чтобы частота гетеродина следила за изменением частоты сигнала. Это возможно, если фильтр в цепи ФАПЧ пропускает все составляющие частот модуляции без сдвига по фазе, т. е. его полоса пропускания много шире полосы частот модуляции. В этом случае напряжение на выходе фазового детектора было бы близко к нулю и не зависело от модуляции сигнала. Это, во-первых, нереально, а во-вторых, не нужно. Для демодуляции ЧМ сигнала необходим возрастающий пропорционально изменению частоты фазовый сдвиг между напряжениями сигнала и гетеродина, не превышающий при максимальном отклонении частоты (максимальной девиации) максимально допустимого с точки зрения нормальной работы цепи ФАПЧ сдвига. Это достигается соответствующим выбором фазовой характеристики ФНЧ, усиления в цепи ФАПЧ и параметров реактивного элемента, изменяющего частоту гетеродина.

Здесь приводится конкретная схема детектора ЧМ, предложенная В. Поляковым (рис. 2.60). Сигнал от УРЧ, уменьшающего реакцию параметров антенны на частоту гетеродина, подводится к одному из входов фазового детектора — к базе транзистора T_3. Сигнал на другом (симметричном) входе получается благодаря самовозбуждению генератора, образованного транзисторами T_1 и T_2 фазового детектора. Конденсаторы C_2 и C_3 создают цепи обратной связи в двухтактном генераторе. Цепь АПЧ замыкается через резистор R_3, который вместе с емкостью варикапной матрицы образует ФНЧ цепи ФАПЧ. Некоторая несимметричность фазового детектора из-за различных сопротивлений нагрузочных резисторов R_8 и R_9 при сильных входных сигналах обеспечивает непосредственный захват частоты гетеродина частотой сигнала. Фильтр нижних частот на выходе фазового детектора $R_{11}C_8R_{12}C_9$ компенсирует подъем верхних частот модуляции в передатчике. Настройка на частоту РВ станции осуществляется изменением постоянного напряжения на варикапной матрице резистором R_2.

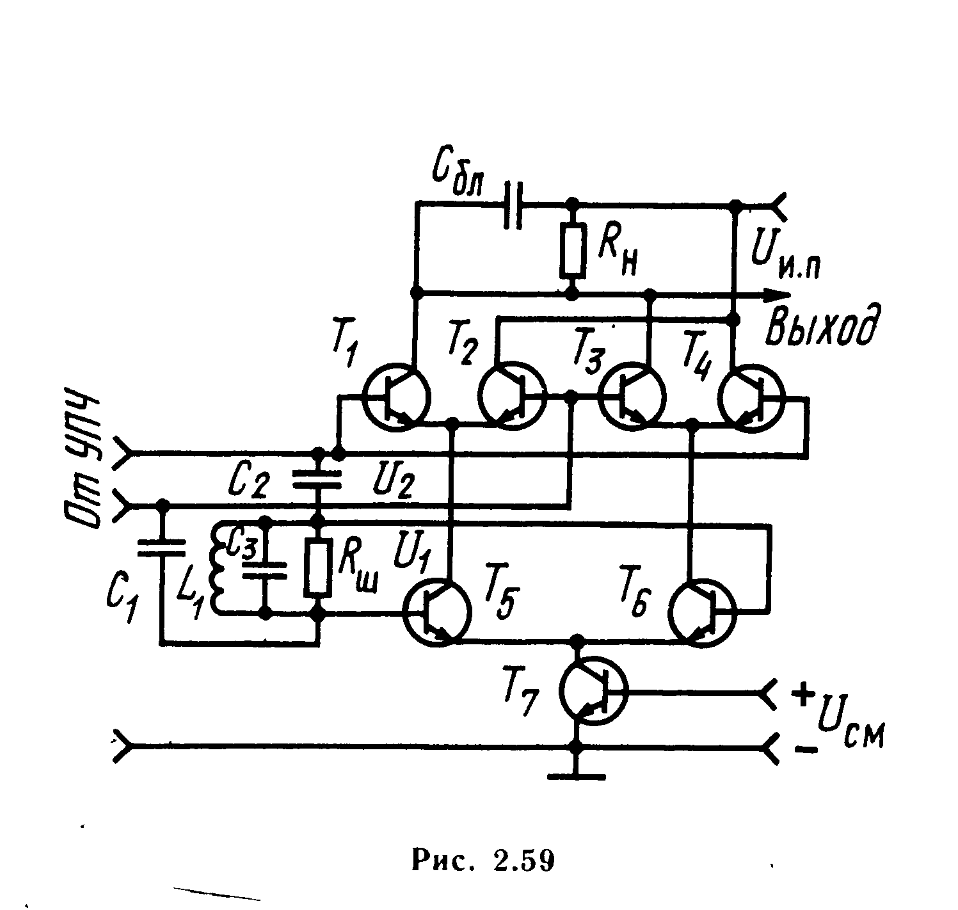


Рис. 2.59

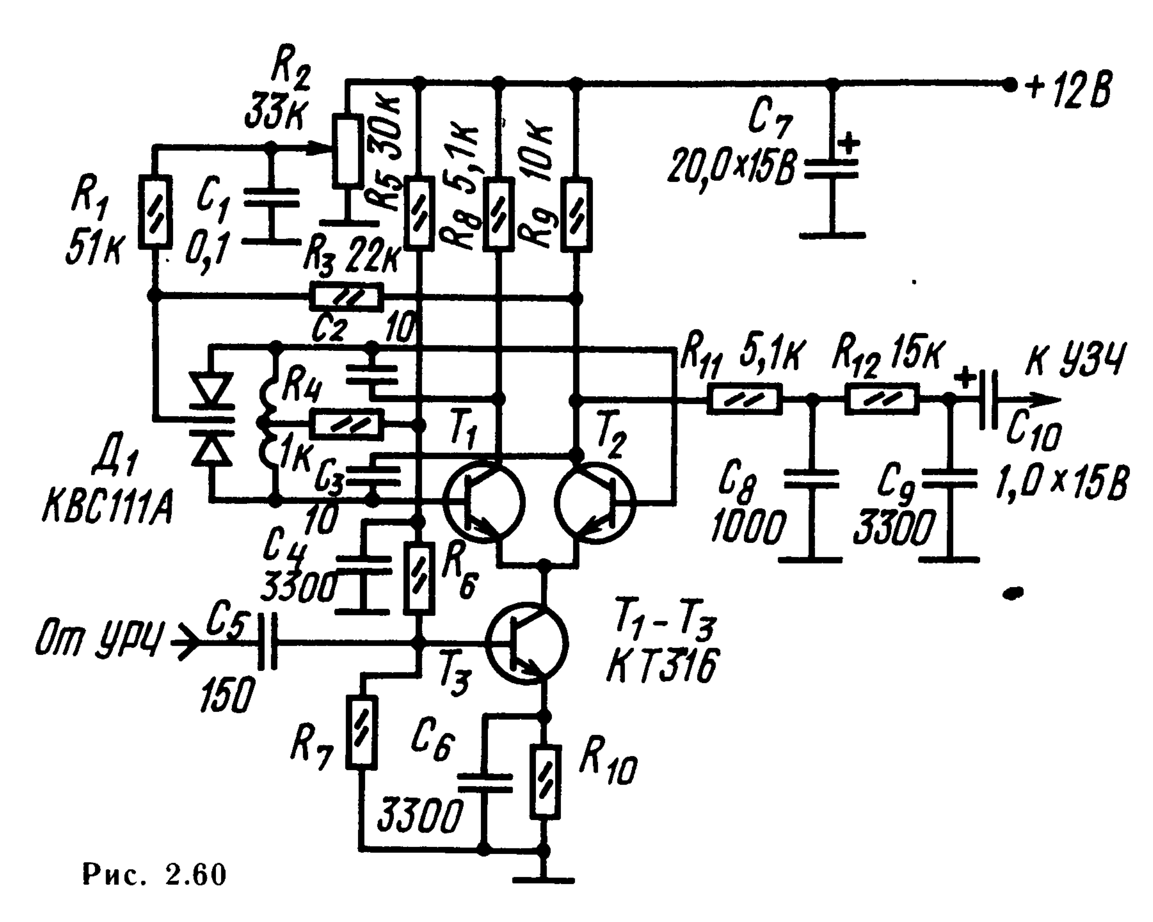


Рис. 2.60

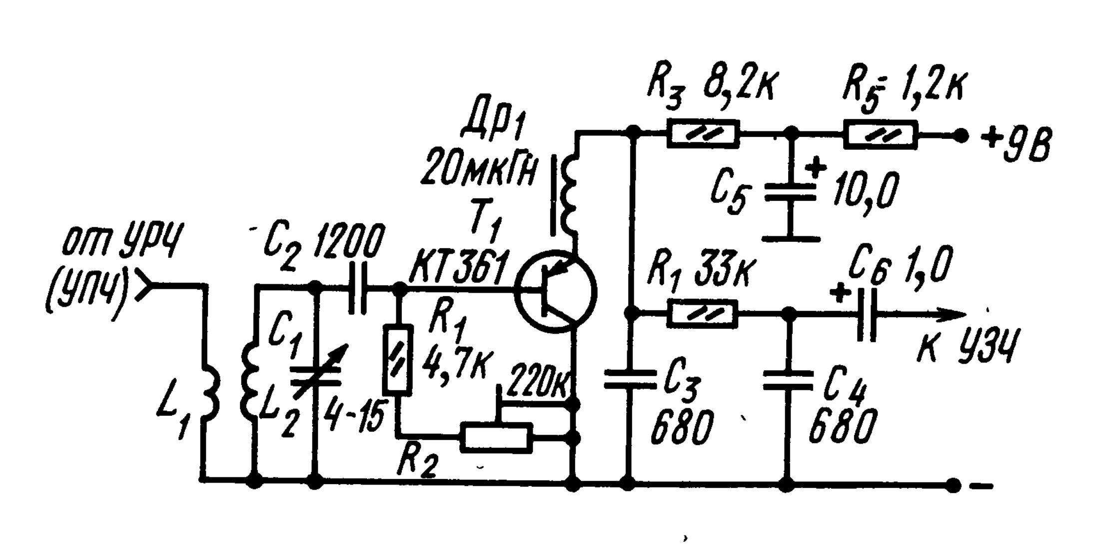


Рис. 2.61

Достоинство такого частотного детектора — возможность применения его непосредственно на частоте принимаемых УКВ радиостанций, что существенно упрощает изготовление приемника. Существенными недостатками являются низкая чувствительность, малый динамический диапазон сигналов, при которых сохраняется стабильная работа цепи ФАПЧ (100 мкВ — 15 мВ) и большое влияние изменения параметров антенной цепи на частоту гетеродина, приводящее к срыву настройки на радиостанцию при изменении положения антенны по отношению к окружающим предметам, если она выполнена в виде штыря.

На рис. 2.61 приведена схема сверхрегенеративного детектора, который может быть применен для детектирования АМ и ЧМ сигналов в простейших приемниках. Обратная связь, приводящая к генерации собственных колебаний, осуществляется через емкость $C_{бк}$ транзистора T_1. Колебания со сверхзвуковой частотой прерываются за счет заряда конденсатора C_3 ФНЧ. Параметры контура L_2C_1 и дросселя $Др_1$ выбирают в соответствии с частотой, на которой используется детектор. Для диапазона УКВ катушка L_1 содержит 2 витка, а катушка L_2 — 5 витков провода ПЭВ-2-0,8 ∅ 6 мм.

Сверхрегенеративный детектор также может применяться в супергетеродинном приемнике после ФСС на ПЧ 10 МГц и более.

2.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Общие сведения

Для преобразования частоты радиосигнала в ПЧ к преобразователю кроме напряжения принимаемого сигнала необходимо подвести напряжение от гетеродина с частотой, отличающейся от частоты сигнала на значение ПЧ. Напряжение гетеродина, подводимое к смесителю частот, должно значительно превышать уровень принимаемого сигнала. От правильного выбора режима преобразующего элемента (ПЭ) зависят такие характеристики супергетеродинного приемника, как чувствительность, реальная селективность, искажения сигнала. В зависимости от выбора рабочей точки на характеристике ПЭ и амплитуды напряжения гетеродина можно получить большее или меньшее количество побочных каналов приема при данной настройке приемника, а следовательно, лучшую или худшую селективность приемника. От этих же условий зависят усиление и уровень шума преобразователя, а следовательно, чувствительность приемника.

Преобразователи по типу примененного ПЭ делятся на пассивные и активные, а по способу получения напряжения гетеродина — на преобразователи с отдельным гетеродином (смесители частот) и преобразователи с совмещенным гетеродином (генерирующие преобразователи).

Пассивные преобразователи, как правило, выполняемые на полупроводниковых диодах, не усиливают сигнал; однако они просты в исполнении и обладают сравнительно низким уровнем собственных шумов. При выполнении по балансной кольцевой схеме они позволяют скомпенсировать некоторые нежелательные продукты преобразования и поэтому находят применение в приемниках высокого класса, где им предшествует каскад УРЧ, улучшающий отношение сигнал/шум. Активные преобразователи усиливают преобразуемый сигнал. Они потребляют меньшую мощность от гетеродина и позволяют совмещать функции преобразователя и гетеродина в одном и том же активном элементе, что целесообразно в простых приемниках.

Развитие микроэлектроники позволило создать малогабаритные балансные и кольцевые активные преобразователи частоты, превосходящие по степени подавления нежелательных продуктов преобразования диодные преобразователи. Такие преобразователи применяют в приемниках высокого класса.

Преобразователь с отдельным гетеродином имеет ряд достоинств: каждый из примененных в нем активных элементов может работать в оптимальном режиме; меньше проявляется действие помех, проникающих через побочные каналы приема; колебания гетеродина в меньшей степени проникают в антенну, при этом ослабляются помехи другим приемникам; выше стабильность частоты гетеродина.

В радиолюбительских условиях (при отсутствии специальных измерительных приборов) не всегда удается обеспечить оптимальный режим преобразовательного каскада, поэтому для приемников с диапазонами ДВ и СВ целесообразно применять генерирующие преобразователи. Они содержат меньше деталей и сравнительно просты в налаживании, т. к. в режиме самовозбуждения гетеродина автоматически устанавливается режим преобразования, близкий к оптимальному. К недостаткам таких преобразователей относятся: большее число побочных каналов приема; большая, чем в случае применения отдельного гетеродина, взаимозависимость настроек входного и гетеродинного контуров; проникание колебаний гетеродина в антенну и влияние изменения параметров антенны на частоту гетеродина.

Усиление сигнала при преобразовании в активном преобразователе зависит от крутизны преобразования $S_{пр}$:

При преобразовании по первой гармонике гетеродина (если ПЧ получена как разность или сумма частот гетеродина и сигнала)

$$S_{пр}=0{,}5S_{max}=0{,}5y_{21р.т}\gamma_1/\gamma_0=0{,}5I_{Кр.т}\gamma_1/(0{,}025\gamma_0),$$

где γ_1 и γ_0 — коэффициенты разложения Фурье первой гармоники и постоянной составляющей тока коллектора, определяемые для выбранной относительной амплитуды возбуждения по рис. 2.27.

При замене $\varphi_т$ на α (см. §§ 2, 4) график пригоден и для определения режимов по переменному току полевых транзисторов — преобразователей частоты.

Оптимальной (для биполярных транзисторов) амплитудой напряжения на базе для преобразования по первой гармонике гетеродина можно считать $n = 1{,}5 \div 2$, т. е. $38 \div 50$ мВ, при которой крутизна преобразования достигает 0,7 крутизны характеристики ПЭ в режиме усиления.

Преобразование по второй или более высокой гармонике гетеродина применяется в блоках УКВ для уменьшения проникания напряжения гетеродина в цепь антенны и в диапазоне КВ в приемниках с совмещенным гетеродином для уменьшения взаимного влияния настроек входного и гетеродинного контуров. При этом для получения эффективности преобразования близкого к преобразованию по первой гармонике необходимо увеличить амплитуду гетеродина. Крутизна преобразования по любой гармонике гетеродина может быть определена как

$$S_{пр\ к} = 0{,}5\gamma_к y_{21р\ т}/\gamma_0 = 0{,}5\gamma_к I_{Кр.\ т}/(0{,}025\gamma_0).$$

По этой формуле можно рассчитывать уровни преобразования побочных каналов приема.

Входное сопротивление транзисторного преобразователя частоты для источника сигнала равно входному сопротивлению транзистора в режиме усиления при том же токе коллектора.

Входное сопротивление, нагружающее гетеродин, зависит от схемы включения транзистора смесителя частот по отношению к выходу гетеродина

$$R_{вх.\ г} = U_{гm}h_{21}\gamma_0/I_{Ксм}\ ,$$

где h_{21} — коэффициент прямой передачи тока в схеме ОЭ или ОБ; $I_{Ксм}$ — ток коллектора смесителя в рабочей точке; $U_{гm}$ — амплитуда напряжения гетеродина.

Максимальный коэффициент усиления преобразователя ограничивается возможностью возникновения самовозбуждения на частотах, близких к ПЧ. Он может быть больше, чем в режиме усиления ПЧ, но не более чем на значение

$$d_с = 2|f_с - f_{пч}|\,Q_{э.\ п.\ ч}/f_{пч},$$

где $d_с$ — затухание, вносимое из-за расстройки контура в цепи базы смесителя частот по отношению к контуру ПЧ. Даже при очень больших расстройках, например на КВ, это значение не может быть больше, чем $Q_{п.\ ч}$.

Коэффициент передачи диодного преобразователя можно считать равным

$$k_{пр} \approx 0{,}5\sqrt{R_{ое\ п.\ ч}/R_{ое\ УРЧ}}$$

при условии оптимального согласования его с контурами УРЧ и УПЧ. Для контура УРЧ это условие удовлетворяется на одной частоте диапазона. Входное и выходное сопротивления диодного смесителя равны. Они зависят от относительной амплитуды гетеродина и сопротивления нагрузки. При $R_н = 0$ $R_{вх.\ см} \approx 0{,}03/I_{д.р.т}$.

Входное сопротивление со стороны гетеродина $R_{вх.г} = 0{,}03\gamma_0/I_{д.р.т}\gamma_1$. В балансном (кольцевом) смесителе частот оно в 2 (соответственно 4) раза меньше вычисленного.

Гетеродин обычно выполняют по схеме трехточечного автогенератора. Для обеспечения стабильности частоты гетеродина стараются уменьшить связь активного элемента с контуром до минимально необходимой для получения стационарного режима. Если напряжение гетеродина снимается на вход смесителя с части контура, то при расчете режима гетеродина по переменному току нужно учитывать ухудшение добротности контура из-за согласования со смесителем.

Стационарный режим в автогенераторе устанавливается, начиная с относительных амплитуд возбуждения (см. рис. 2.27) $n = 0{,}25 \div 0{,}3$; оптимальным для гетеродина следует считать режим при $1 < n < 3$. Так как мощность, потребляемая смесителем не велика, ток коллектора гетеродина должен быть не более 2—2,5 мА. Оптимальный ток коллектора для преобразователей с совмещенным гетеродином составляет 0,5—0,75 мА и для преобразователей с отдельным гетеродином 1—1,5 мА. Напряжение переменного тока на коллекторе транзистора гетеродина должно быть небольшим по сравнению с напряжением питания, в этом случае меньше сказывается влияние изменения емкости коллекторного перехода транзистора на стабильность генерируемой частоты. При значительном снижении напряжения на коллекторе по сравнению с напряжением возбуждения на базе на стабильность частоты начинает влиять цепь базы транзистора. Компромиссным решением является условие $R_{вых} = 1/y_{21}$, при этом коэффициент включения выходной цепи транзистора

$$p_{вых}=\sqrt{1/(y_{21}R_{ое})}.$$

Для выбранного стационарного режима необходимо выполнение условия $k_{о.с}S_{ср}p^2_{вых}R_{ое} = 1$ или $(p_{вх}/p_{вых})\ S_{ср}p^2_{вых}R_{ое} = 1$, из него определяется коэффициент включения входа транзистора

$$p_{вх}= \frac{\gamma_0 n}{\gamma_1\sqrt{y_{21}R_{ое}}};\quad \text{т. к.}\ S_{ср}=\frac{\gamma_1 y_{21}}{n\gamma_0}.$$

В различных схемах включения транзистора по отношению к заземленной точке контура (общей точке) коэффициенты включения цепей базы, эмиттера и коллектора будут разными. Выражения для них и соотношения емкостей делителей напряжения в цепи обратной связи при использовании емкостной трехточечной схемы приведены на рис. 2.62.

Режим гетеродина по переменному току можно подбирать, не изменяя коэффициента обратной

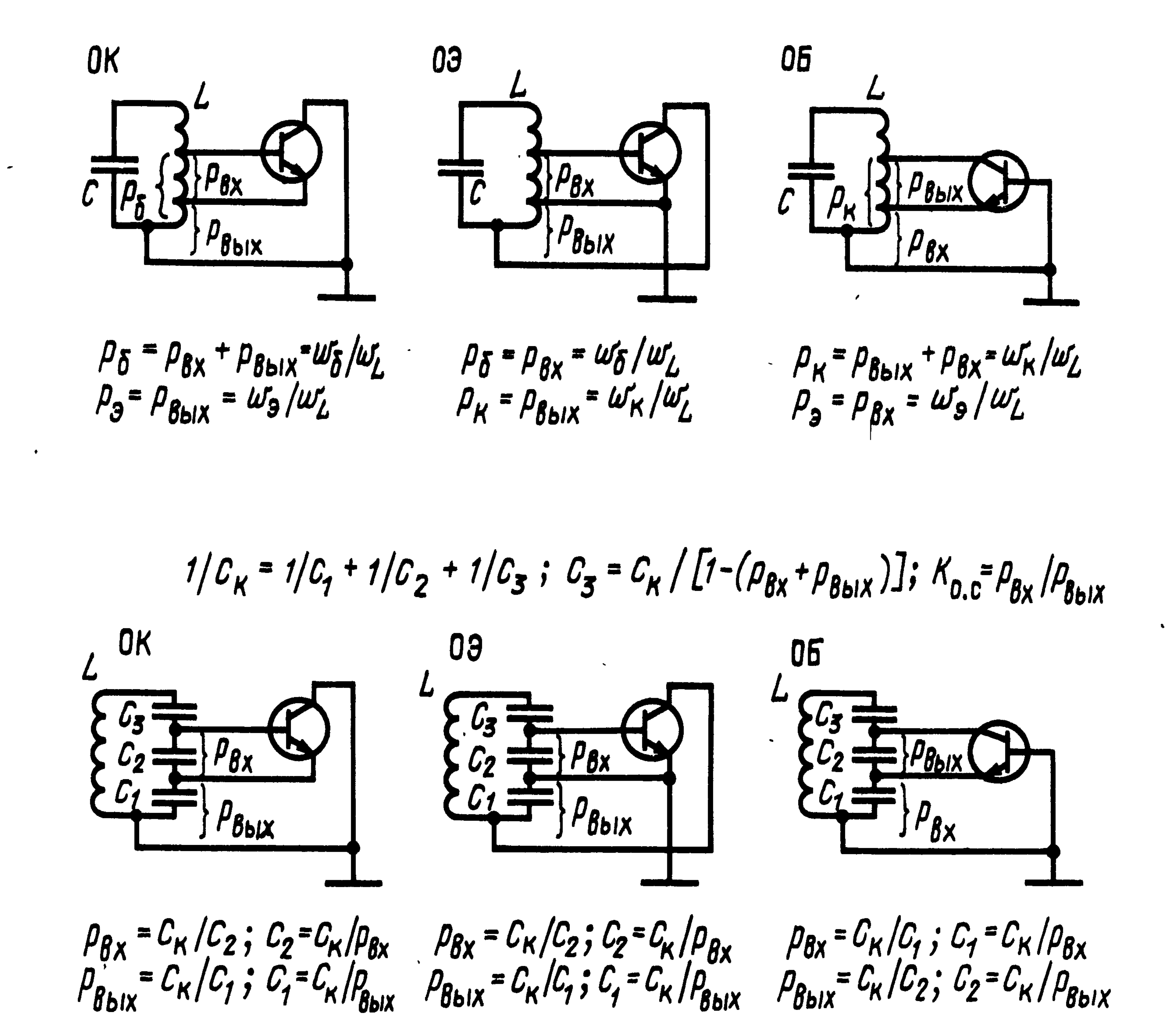


Рис. 2.62

связи, варьированием в некоторых пределах крутизной характеристики транзистора за счет изменения режима по постоянному току или сопротивлением резистора, включенного для переменного тока в цепь эмиттера (10—100 Ом). Можно также уменьшить емкость разделительного конденсатора в цепи эмиттера, который одновременно корректирует фазу напряжения в цепи обратной связи и предотвращает возникновение прерывистой генерации в гетеродине, возникающей в диапазонах КВ и УКВ, если его емкость [нФ] не удовлетворяет условию

$$C_э < \frac{Q_0}{6\pi f_{г\,max}} \frac{I_{К р.т}}{0,025},$$

где $I_{К р.т}$ — ток коллектора в рабочей точке, мА; $f_{г\,max}$ — максимальная частота гетеродина, МГц; Q_0 — добротность контура гетеродина на этой частоте.

При применении в качестве гетеродинов генераторов, работающих без автоматического смещения, например двухтранзисторного генератора, в котором ограничение амплитуды колебаний происходит в результате насыщения эмиттерно-базовых переходов, приведенное резонансное сопротивление контура гетеродина должно удовлетворять условию $p^2R_{оe} \geqslant 2U_{БЭ\,нас}\alpha_0/(\alpha_1 I_{К р.т})$, где α_0 и α_1 — коэффициенты разложения Фурье для прямоугольного импульса коллекторного тока. Для этого случая $\alpha_0 = 0,5$, $\alpha_1 = 0,637$.

При непосредственной связи гетеродина с преобразователем, если через них протекает общий ток коллектора гетеродина, крутизна характеристики в режиме преобразования частоты несколько больше, чем при воздействии на преобразователь синусоидальным напряжением, ориентировочно в $4\alpha_1\gamma_0/(\pi\alpha_0\gamma_1)$, т. е. примерно на 10%.

Достоинство гетеродина на двух транзисторах — упрощенная коммутация контуров, малая неравномерность выходного напряжения в диапазоне частот, некритичность связи транзистора с контуром. Существенный недостаток — значительная зависимость частоты от напряжения питания. К недостаткам следует отнести и необходимость обеспечения сильной связи между обмоткой связи и контурной катушкой. При отсутствии сильной связи возможно появление генерации не на резонансной частоте контура гетеродина, а на резонансных частотах контуров, образованных катушкой связи и емкостью переходов транзисторов или индуктивностью подводящих проводников и емкостью монтажа.

Преобразователи частоты на полупроводниковых диодах

В промышленных и радиолюбительских приемниках высокого класса применяют диодные балансные и кольцевые преобразователи частоты. На рис. 2.63 приведена схема кольцевого пре-

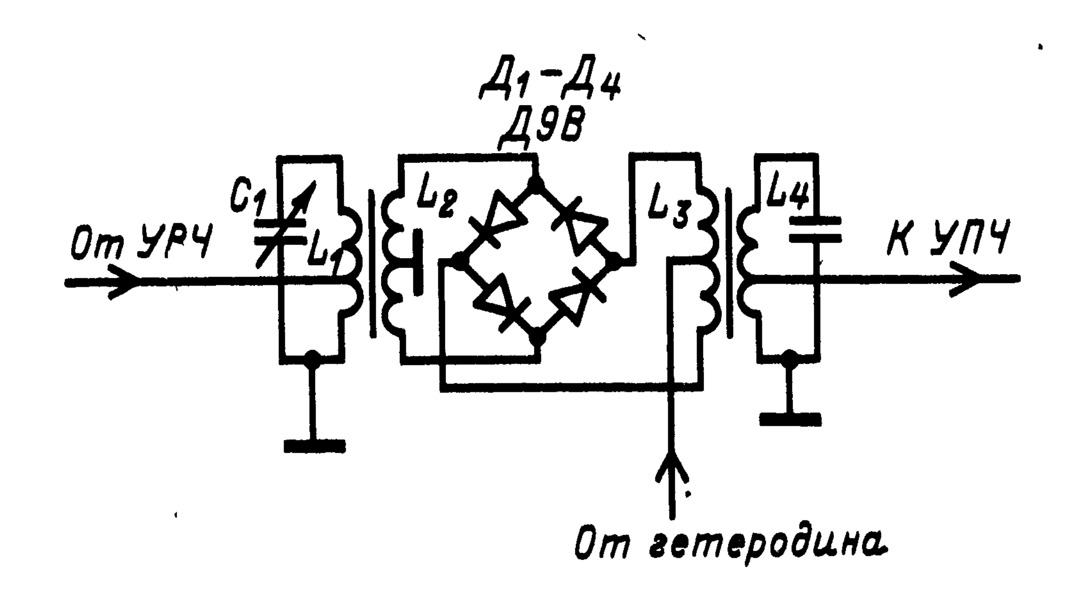


Рис. 2.63

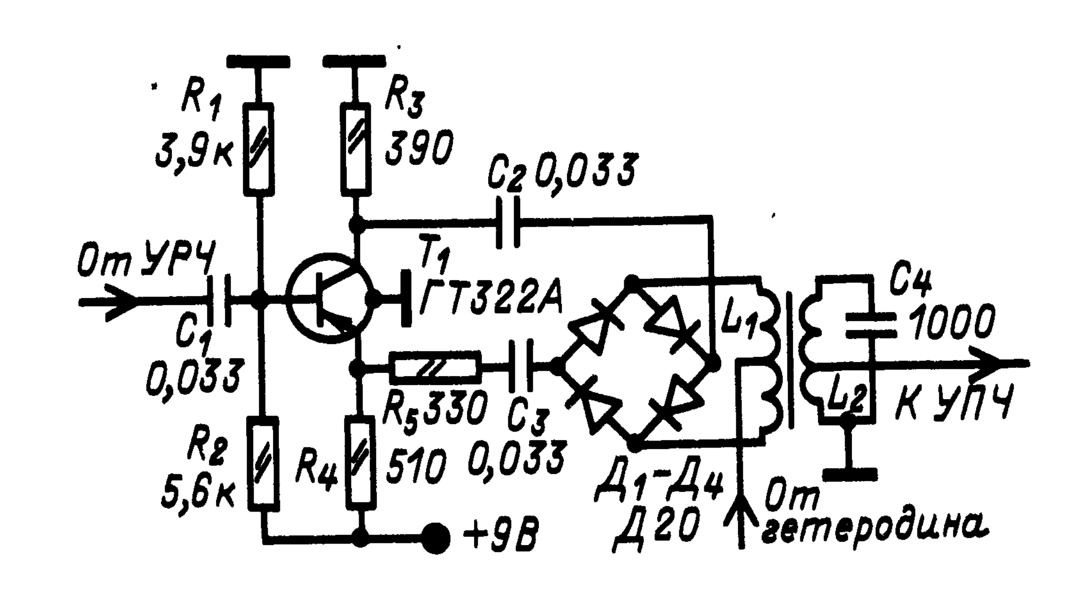


Рис. 2.64

образователя, примененного в приемнике «Океан».

Входной сигнал через согласующую катушку связи со средней точкой подводится к мосту из ВЧ германиевых диодов $Д_1$ — $Д_4$. Ко второй диагонали моста подключена катушка связи с контуром ПЧ. К ее средней точке подведено напряжение, снимаемое с катушки связи с контуром гетеродина. Такое включение диодов (при хорошей симметрии согласующих катушек) обеспечивает подавление целого ряда побочных продуктов преобразования и практически полностью исключает прямое прохождение сигнала и гетеродина в цепи ПЧ. Для минимальных потерь сигнала преобразователь должен быть согласован по сигнальному входу, выходу ПЧ и входу гетеродина. С потерями напряжения гетеродина в катушках связи практически можно не считаться, т. к. для тока гетеродина половины катушек индуктивностью не обладают благодаря бифилярной намотке.

Линейность преобразователя по сигнальному входу сохраняется до амплитуд сигнала, равных 0,1 амплитуды напряжения гетеродина, т. е. при оптимальном напряжении гетеродина 100—300 мВ линейность сохраняется до 10—30 мВ. Поэтому от УРЧ требуется минимально необходимое для заданной чувствительности усиление и наличие его автоматической регулировки.

Недостаток приведенного преобразователя — сложность коммутации симметричного сигнального входа. Его можно устранить в преобразователе по схеме на рис. 2.64. Благодаря тому, что мост из четырех диодов образует для постоянного тока замкнутую цепь («кольцо»), он может быть подключен к источнику сигнала через разделительные конденсаторы. Это дает возможность вместо симметричных обмоток связи применить апериодический каскад на транзисторе T_1 с разделенной нагрузкой, имеющий несимметричный вход. Для получения параметров преобразователя, близких к параметрам предыдущего преобразователя, следует несколько увеличить напряжение гетеродина, т. к. в цепи тока гетеродина включены резисторы R_3 и R_5 (каждый в свой полупериод) и R_4 (в оба полупериода).

Преобразователи частоты на транзисторах

В промышленных РВ приемниках с характеристиками, соответствующими требованиям II и III классов ГОСТ, как правило, применяют преобразователи частоты с отдельным гетеродином. Типовая схема такого преобразователя приведена на рис. 2.65.

Сигнал с отвода катушки входного контура L_1C_1 поступает через конденсатор C_2 в цепь базы

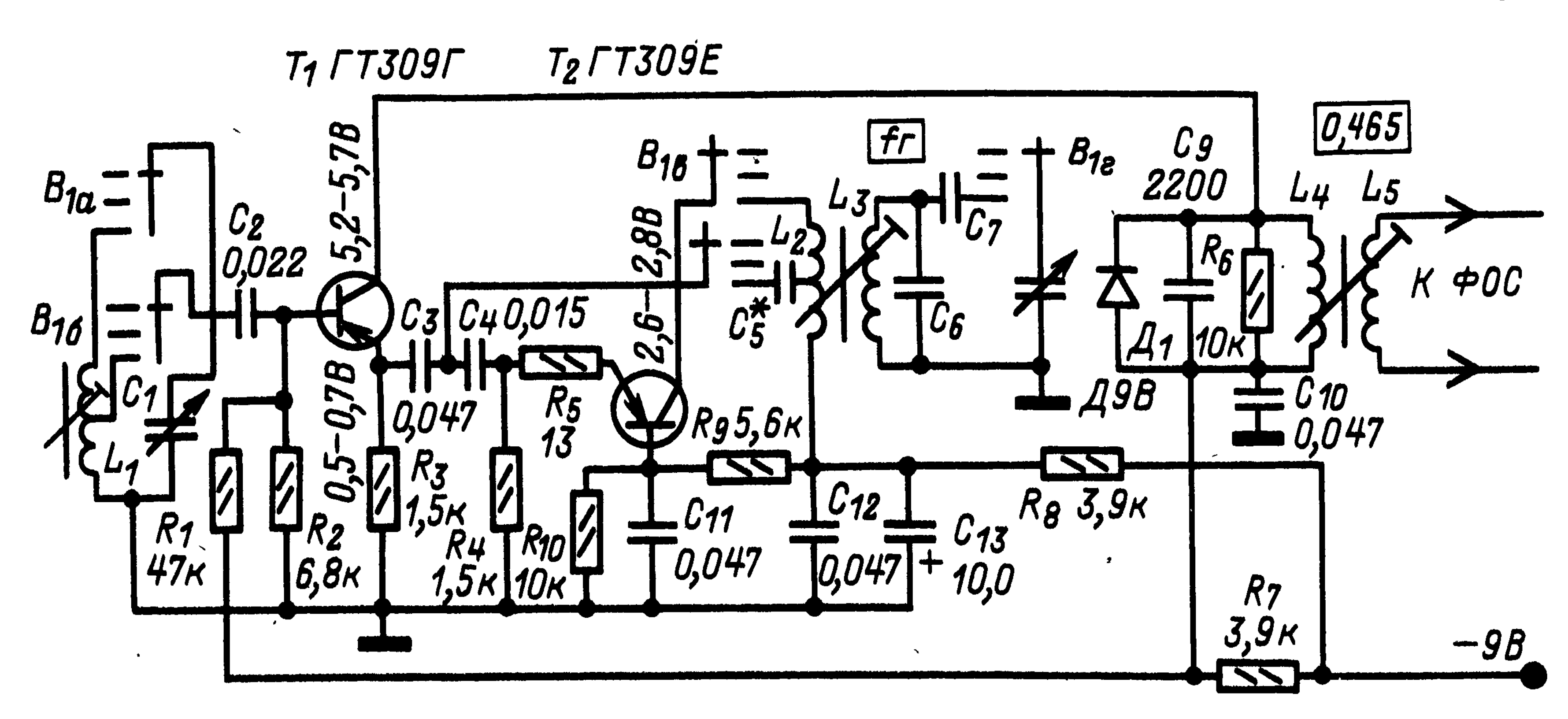


Рис. 2.65

транзистора T_1 преобразователя. Напряжение от гетеродина на транзисторе T_2 поступает в цепь эмиттера преобразователя через конденсатор C_3. Полученное напряжение ПЧ через согласующий контур L_4C_9 и катушку связи L_5 подводится к фильтру основной селекции. Точность согласования пьезофильтра достигается подбором резистора R_6. Диод $Д_1$ при больших уровнях сигнала проводит ток и шунтирует контур L_4C_9, уменьшая усиление преобразователя и предотвращая перегрузку УПЧ.

Гетеродин выполнен по схеме ОБ. Резистор R_5 служит для предотвращения паразитной генерации, стабилизируя работу гетеродина. Фильтр R_8C_{13} с большой постоянной времени предотвращает паразитную ЧМ гетеродина при изменении напряжения питания в такт с потреблением тока УЗЧ.

В настоящее время во многих промышленных приемниках используется интегральная микросхема К2ЖА371. На рис. 2.66 приведена схема ее включения для работы в качестве преобразователя во всеволновом приемнике с растянутыми диапазонами КВ. Преобразователь выполнен по балансной схеме на транзисторах T_2 и T_5 с симметричным выходом и несимметричным входом. К эмиттерам обоих транзисторов подключен коллектор одного из транзисторов гетеродина, что автоматически устанавливает режим преобразователя, согласованный с режимом гетеродина: преобразователь управляется протекающим через него током гетеродина. На выходе преобразователя ток гетеродина компенсируется и поэтому не может перегрузить следующий за преобразователем каскад даже при плохой фильтрации его контуром ПЧ. Режим по постоянному току транзисторов преобразователя также задается выходным током транзистора T_4. Особенностью гетеродина является то, что он выполнен на двух транзисторах, включенных по схеме, подобной мультивибратору с эмиттерной связью. Однако благодаря фильтрующей роли контура такой генератор генерирует не прямоугольные импульсы, а синусоидальное напряжение. Некоторое усложнение гетеродина (два транзистора) полностью компенсируется упрощением коммутации его контуров. Транзистор T_3 служит для стабилизации режима транзисторов гетеродина, а следовательно, и преобразователя. Транзистор T_1 предназначен для работы в УРЧ с АРУ, для чего он получает питание от усилителя постоянного тока цепи АРУ, входящего в состав микросхемы УПЧ К2ЖА372. В приемниках высокого класса между УРЧ и преобразователем включают перестраиваемый контур, а в цепь эмиттера T_1 — резистор сопротивлением 10—15 Ом для создания ООС по переменному току с целью уменьшения перекрестных искажений в УРЧ.

В промышленных приемниках с характеристиками, соответствующими требованиям IV класса ГОСТ, и в радиолюбительских приемниках без диапазона КВ обычно применяют преобразователи с совмещенным гетеродином. Типовая схема такого преобразователя приведена на рис. 2.67. Транзистор преобразователя для напряжения сигнала включен по схеме ОЭ, а в гетеродине по схеме ОК.

Напряжение сигнала с катушки связи с входным контуром, включенной последовательно с катушкой связи с гетеродином, подводится к базе транзистора T_1. Для частоты входного сигнала катушка связи с контуром гетеродина, настроенным на другую частоту, представляет малое сопротивление, и сигнал практически без потерь достигает цепи база — эмиттер преобразователя. В свою очередь для токов гетеродина катушка связи с входным контуром также представляет малое сопротивление и практически не мешает

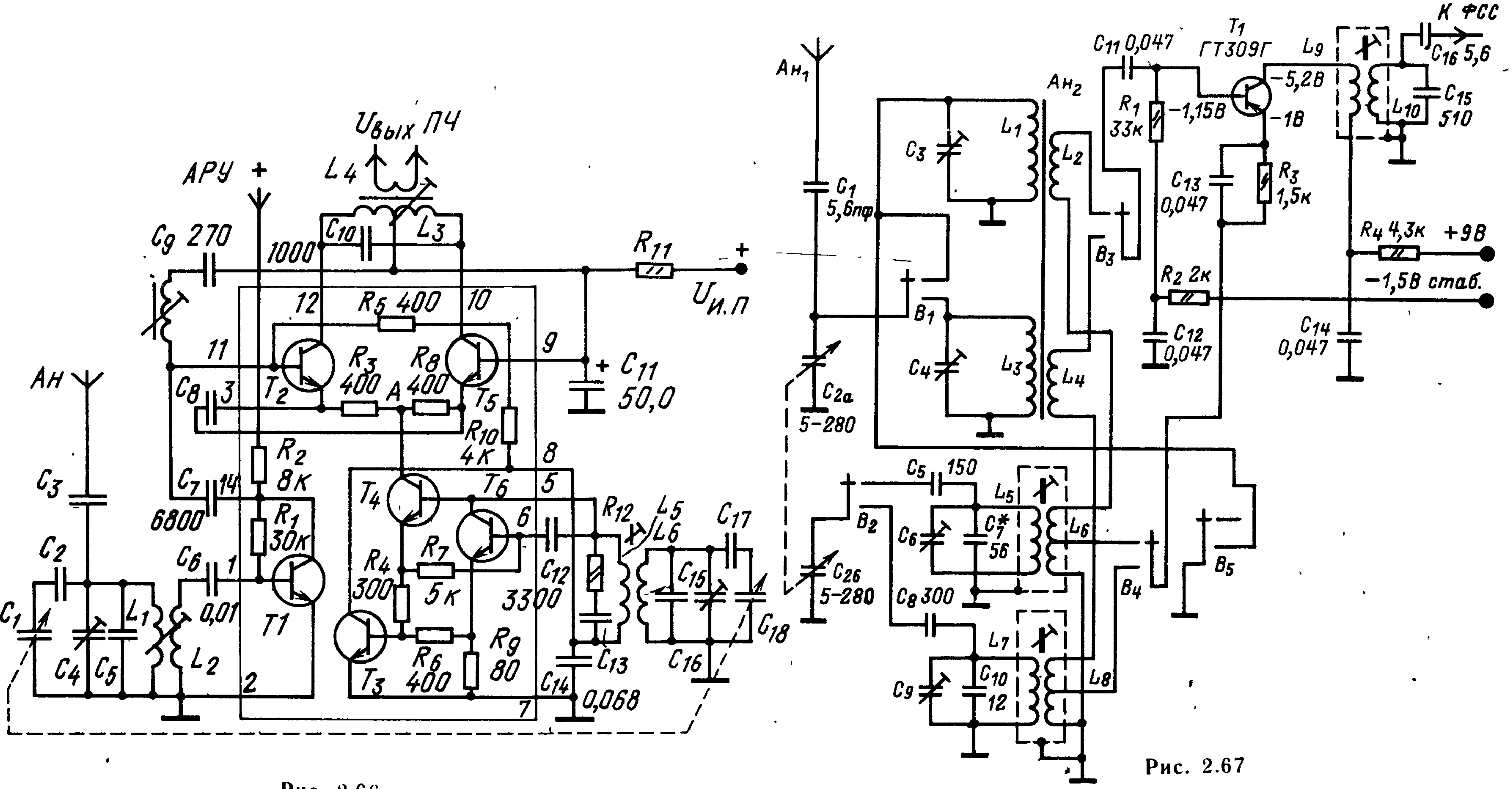


Рис. 2.66

Рис. 2.67

его работе. Контур ПЧ, включенный через катушку связи L_9 в цепь коллектора транзистора, для частот гетеродина также представляет относительно малое сопротивление. Однако возникающее на нем напряжение ПЧ модулирует напряжение частоты гетеродина частотами, кратными ПЧ. Эти комбинационные частоты совместно с гармониками гетеродина создают интерференционные свисты при приеме радиостанций тем в большей степени, чем хуже подобран режим работы преобразователя. Для лучшей работы преобразователя связь его коллекторной цепи с контуром ПЧ необходимо делать минимально требуемой для получения номинальной чувствительности приемника.

В радиолюбительских конструкциях приемников можно применять различные преобразователи частоты, различающиеся некоторыми особенностями, которые делают тот или иной вариант предпочтительней в зависимости от предъявляемых к приемнику требований.

В приемниках, к которым предъявляются требования простоты налаживания, целесообразно применять каскодные схемы в УПЧ и преобразователе; в этом случае необходимое усиление может быть получено при использовании всего лишь двух каскадов. Это обстоятельство важно и тем, что при этом отсутствуют вредные связи через цепи питания, тогда как трехкаскадные усилители при недостаточной фильтрации по цепям питания склонны к самовозбуждению. Кроме того, применение каскодных схем позволяет уменьшить число отводов от контурных катушек, даже если применяются фильтры ПЧ с большим резонансным сопротивлением, вызванным применением в их контурах конденсаторов сравнительно небольшой емкости (470—270 пФ) и, следовательно, малых габаритов.

На рис. 2.68 приведена схема каскодного преобразователя частоты с совмещенным гетеродином. Здесь транзистор T_1 используется для преобразования частоты, причем для входного сигнала он включен по схеме ОЭ, а в гетеродине — по схеме ОК. Транзистор T_2 усиливает напряжение ПЧ в схеме ОБ, благодаря малой проходной емкости которой можно включить в цепь коллектора контур с высоким резонансным сопротивлением. Конденсатор C_8 емкостью 100 пФ представляет для ПЧ сопротивление около 3000 Ом и практически не шунтирует входную цепь транзистора T_2, входное сопротивление которого 60—30 Ом, а на частотах, близких к $f_{гр}$, облегчает условия возникновения генерации в гетеродине.

Такой преобразователь с нейтрализацией входной емкости для исключения связи между входным и гетеродинным контурами может быть использован и в диапазоне КВ вплоть до частот 15—20 МГц. Цепь нейтрализации, применяемая только в диапазоне КВ, на схеме изображена пунктиром. Конденсатор $C_н$ лучше выполнять в виде подстроечного. Точное значение его емкости устанавливается при налаживании по минимуму проникновения напряжения гетеродина во входной контур или (при отсутствии ВЧ милливольтметра) по минимуму реакции настройки входного контура на частоту гетеродина.

На рис. 2.69 приведена еще одна каскодная схема преобразователя, отличающаяся тем, что ее коэффициент усиления значительно изменяется при подведении напряжения АРУ к базе транзистора T_3. При подведении к его базе напряжения, превышающего напряжение на базе транзистора T_1, транзистор T_3 открывается, и ток коллектора транзистора T_2 перераспределяется между T_1 и T_3. При этом режим транзистора T_2 практически не меняется, а усиление преобразователя уменьшается в 1000÷2000 раз (60—66 дБ). По параметрам этот преобразователь соответствует преобразователю, схема которого изображена на рис. 2.68.

В преобразователе частоты, схема которого приведена на рис. 2.70, для переменного тока входного сигнала транзистор T_1 включен по схеме ОК, а транзистор T_2 — по схеме ОБ. Этим достигаются сравнительно высокие входное и выходное сопротивления. Для переменного тока гетеродина оба транзистора включены по схеме ОБ. Для постоянного тока оба транзистора включены по схеме ОЭ и образуют дифференциальный усилитель. Максимальное усиление преобразователя получается при балансе дифференциального усилителя, т. е. тогда, когда токи коллекторов обоих транзисторов равны. При подведении к базе транзистора T_1 положительного или к базе транзистора T_2 отрицательного (по отношению к имеющемуся) напряжения коллекторный ток T_1 возрастает, а T_2 уменьшается. Одновременно уменьшается крутизна характеристики транзистора T_2 и, следовательно, усиление

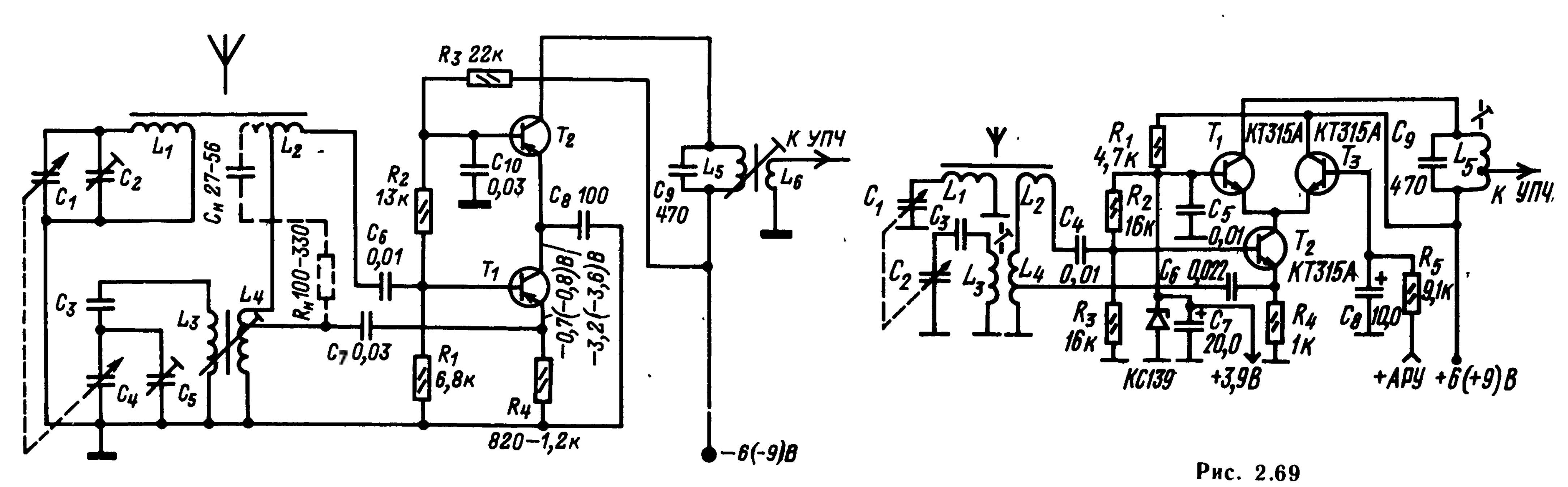


Рис. 2.68

Рис. 2.69

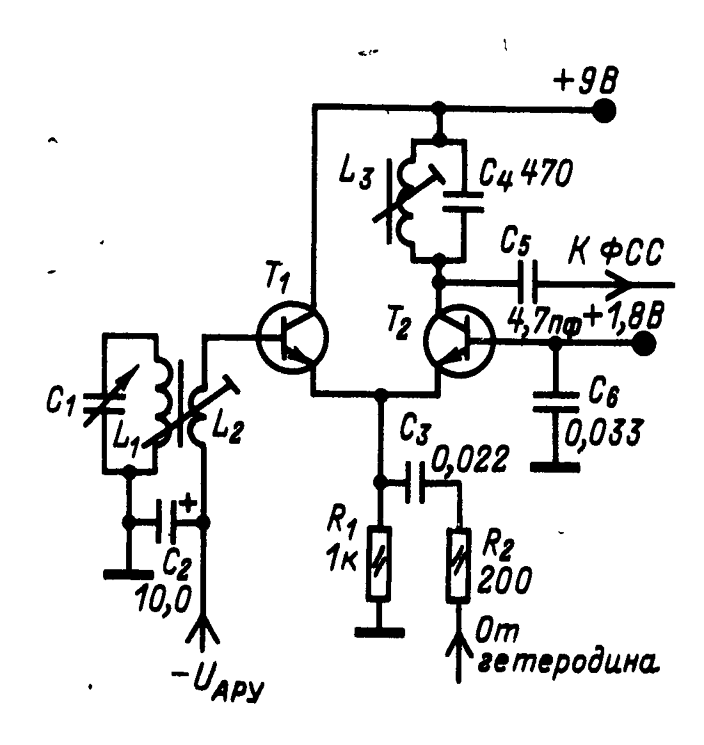


Рис. 2.70

каскада ОБ. Коэффициент передачи каскада с транзистором, включенным по схеме ОК, почти не изменяется, т. к. крутизна его характеристики не может возрасти более чем в 2 раза, в то время как крутизна второго каскада падает неограниченно. Общий коэффициент усиления при регулировке может изменяться в 1000—2000 раз при изменении напряжения на базе транзистора T_1 на 100—200 мВ. Это обстоятельство дает возможность применять такой преобразователь в качестве единственного регулируемого каскада в схеме приемника. Так как режим транзистора T_1 изменяется не более чем в 2 раза и в сторону увеличения его тока коллектора, то преобразователь при правильно выбранной амплитуде напряжения гетеродина обладает малым коэффициентом нелинейных искажений при значительных уровнях входного сигнала.

Число дополнительных каналов приема в сильной степени зависит от напряжения гетеродина, подводимого к эмиттерам транзисторов преобразователя. Это напряжение может быть подобрано изменением сопротивления резистора R_2. Однако следует иметь в виду, что значительное увеличение сопротивления R_2 может привести к самовозбуждению каскада с ОК. Оптимальное действующее напряжение гетеродина на эмиттерах преобразователя (с точки зрения минимума дополнительных каналов приема) 20—30 мВ.

Преобразователь, выполненный по схеме на рис. 2.71, не требует подбора напряжения гетеродина, т. к. его режим устанавливается автоматически в результате последовательного питания с транзисторами гетеродина. Одновременно достигается высокая экономичность, играющая существенную роль в переносных приемниках с питанием от батарей. Однако при таком способе питания возможно изменение напряжения питания гетеродина при работе АРУ, приводящее к уходу его частоты, особенно при работе на КВ. Поэтому напряжение на эмиттерах транзисторов T_1 и T_2 должно поддерживаться с большой точностью.

Гетеродин на двух транзисторах почти не отличается от гетеродинной части микросхемы К2ЖА371. Основные отличия заключаются в способе питания транзистора T_3 и наличии резистора R_2. Этот резистор необходим только при появлении нежелательной прерывистой генерации, которая может возникнуть при применении транзисторов с излишне большим значением $f_{гр}$. Сопротивление этого резистора определяется экспериментальным путем и лежит в пределах от нуля до нескольких сотен Ом.

При использовании в качестве T_1 и T_2 кремниевых транзисторов типа КТ315 или транзисторной сборки К2НТ172 реальная чувствительность приемника с таким преобразователем частоты достигает с базы T_1 4 мкВ. Повысить чувствительность можно за счет применения малошумящих транзисторов, например ГТ322. Естественно, что в этом случае все транзисторы ВЧ тракта приемника должны быть одного типа проводимости. В гетеродине в этом случае можно применять транзисторы ГТ309, ГТ308 или П422, а в УПЧ — схему на рис. 2.35, *б*.

В приемниках высокого класса целесообразно применять преобразователи частоты на полевых транзисторах. Основное достоинство полевых транзисторов при работе в частотно-преобразовательных каскадах приемников — близкая к квадратичной зависимость тока стока от напряжения на затворе, при которой отсутствуют нежелательные продукты преобразования. В преобразователе на рис. 2.72 можно применять транзисторы КП303 и транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы КП305). Для получения хороших результатов по основному для приемников высокого класса параметру — линейности преобразования — затвор транзистора необходимо подключать к части входного контура, несмотря на то, что входное сопротивление транзистора позволяет осуществить полное включение. Коэффициент включения в контур может быть в 2—3 раза больше, чем при использовании биполярного транзистора, для улучшения отношения сигнал/шум.

В более простых приемниках можно применять преобразователи частоты на полевых транзисторах, выполненные по совмещенным схемам. На рис. 2.73 представлена схема преобразователя

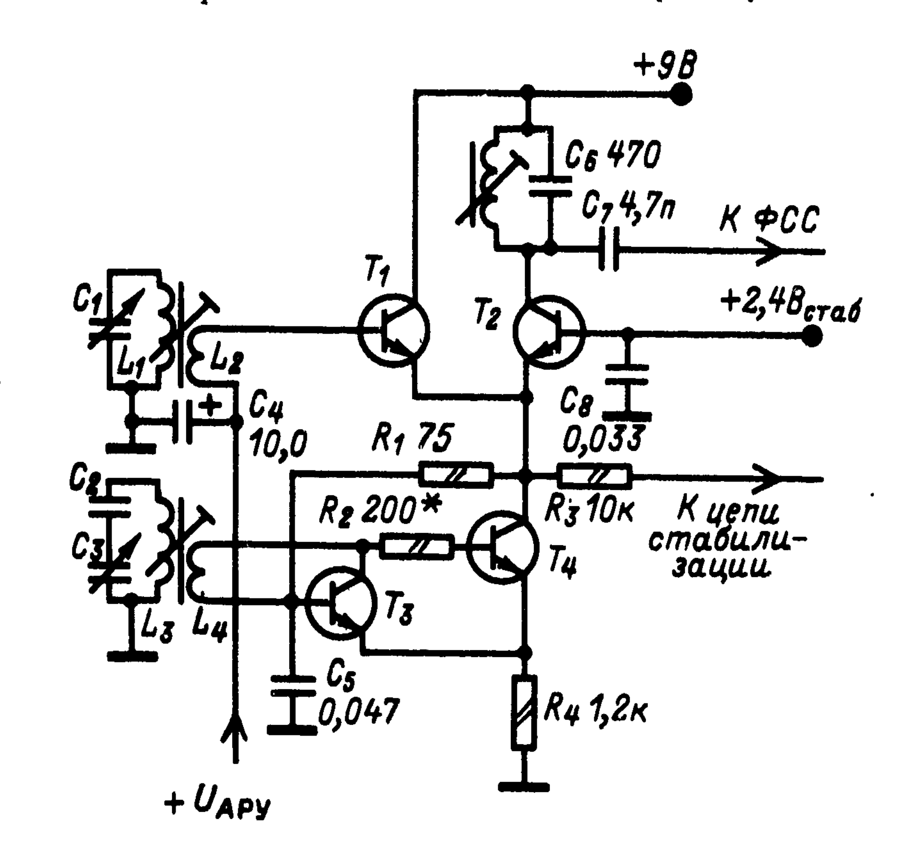


Рис. 2.71

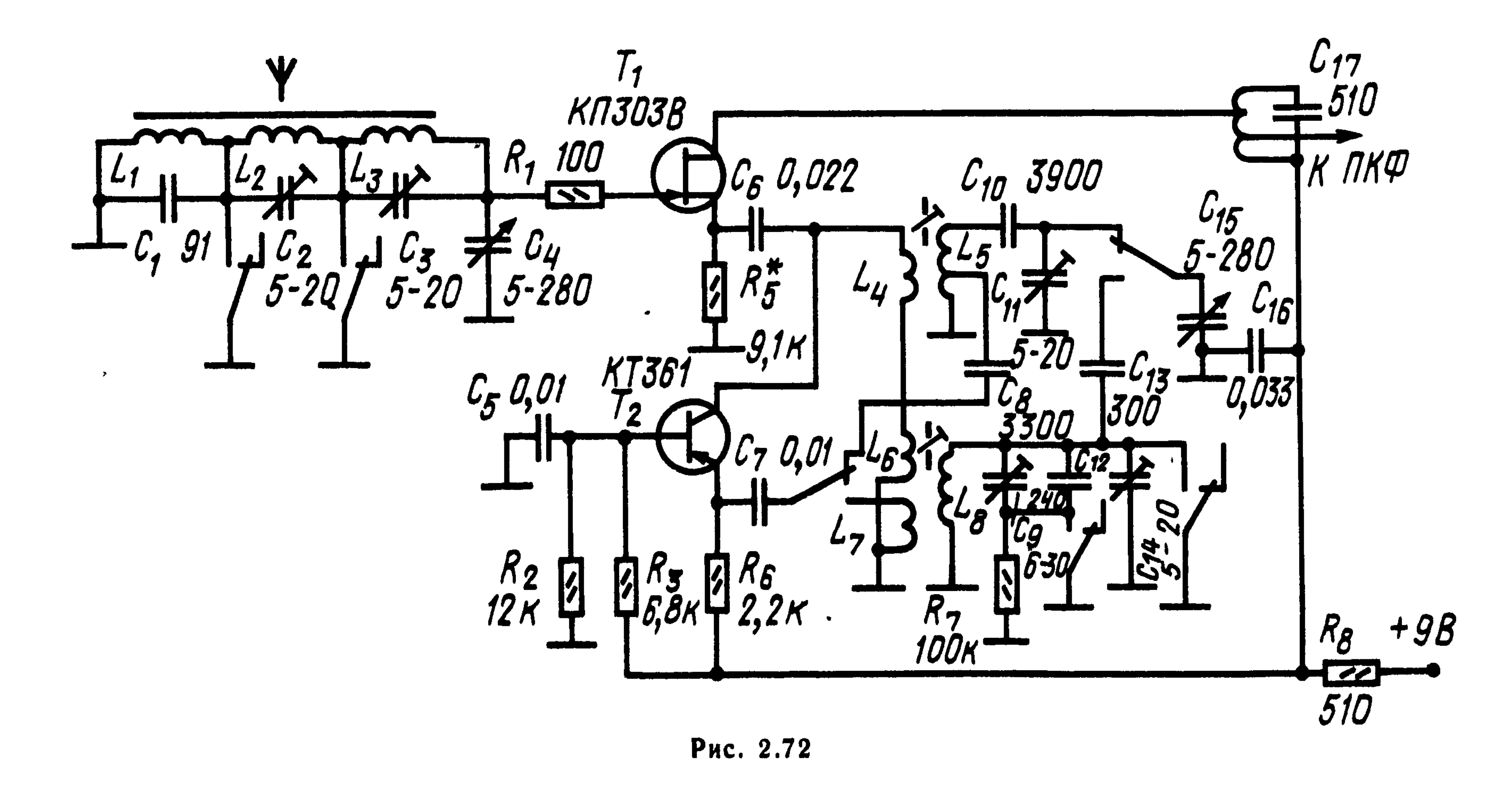


Рис. 2.72

на транзисторе с переходом и каналом типа n или на МОП-транзисторе с одним затвором. Затвор транзистора подсоединен к входному контуру полностью, а цепь стока частично к контуру ПЧ, последовательно с которым включена катушка связи с контуром гетеродина L_3. Исток транзистора подключен к части катушки связи. Из-за меньшей, чем у биполярных транзисторов, крутизны характеристики полевых транзисторов коэффициенты включения цепей стока и истока должны быть соответственно больше коэффициентов включения коллектора и эмиттера.

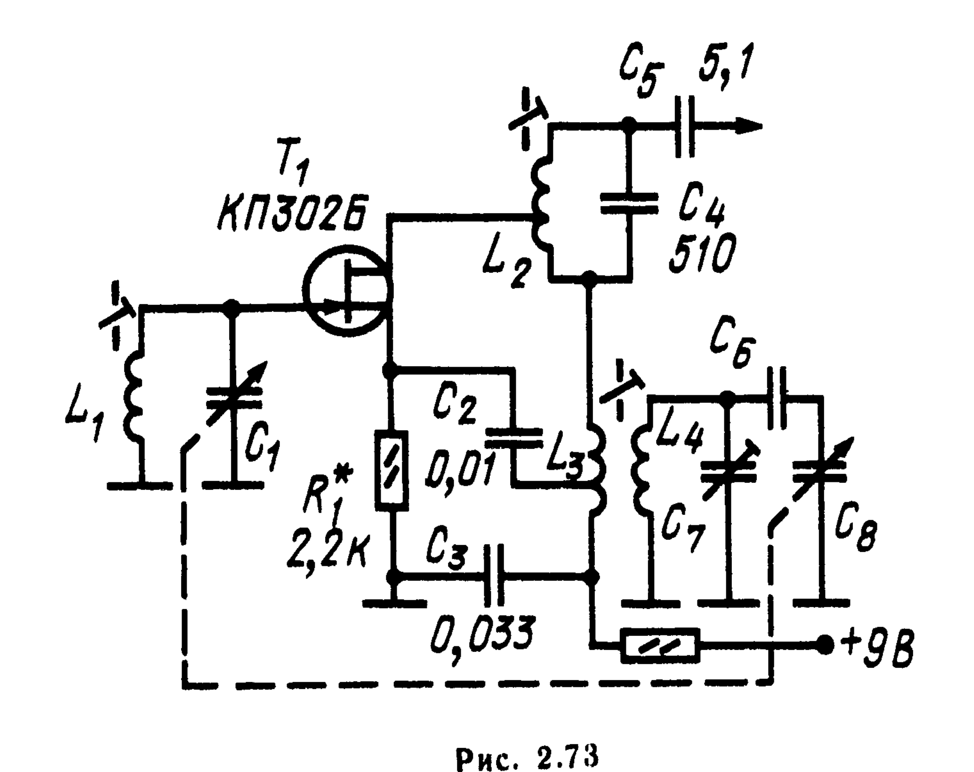


Рис. 2.73

На полевом транзисторе с двумя затворами может быть выполнен преобразователь с совмещенным гетеродином (рис. 2.74). В этом преобразователе входной контур включен в цепь первого затвора, а гетеродинный — подключен ко второму затвору. Катушка обратной связи включена в цепь стока, но она может быть включена и в цепь истока, как в предыдущем случае. Такое построение преобразователя частоты существенно упрощает коммутацию контуров. Недостаток преобразователя, выполненного по этой схеме,— связь между входными и гетеродинными контурами, увеличивающаяся с ростом частоты из-за емкости между затворами. В зависимости от типа примененного транзистора может отсутствовать резистор R_4 или замкнут резистор R_5. Диод $Д_1$ служит для получения напряжения автоматического смещения.

Применение балансного преобразователя на двух полевых транзисторах (рис. 2.75) позволяет в значительной степени развязать входной и гетеродинный контуры, чему дополнительно способствует эмиттерный повторитель между входным контуром и входом преобразователя. Дополнительным достоинством преобразователя является подавление в результате баланса на-

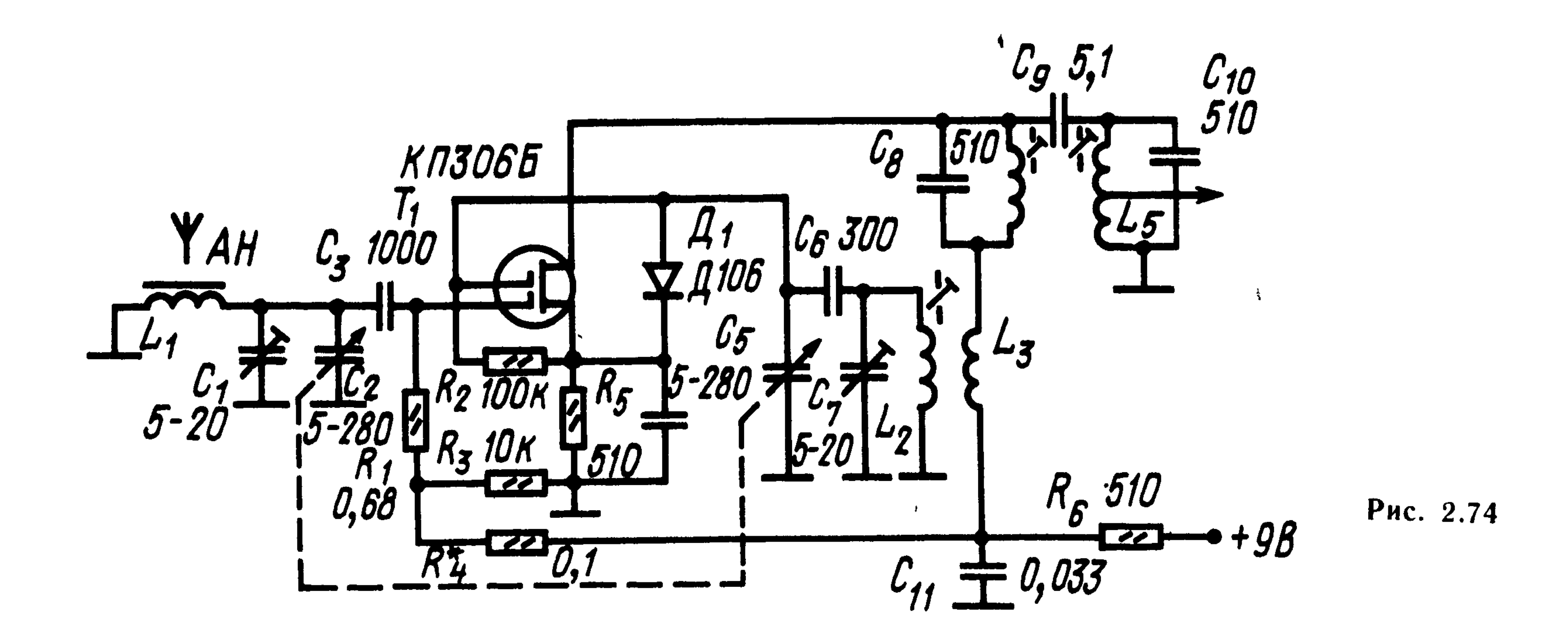


Рис. 2.74

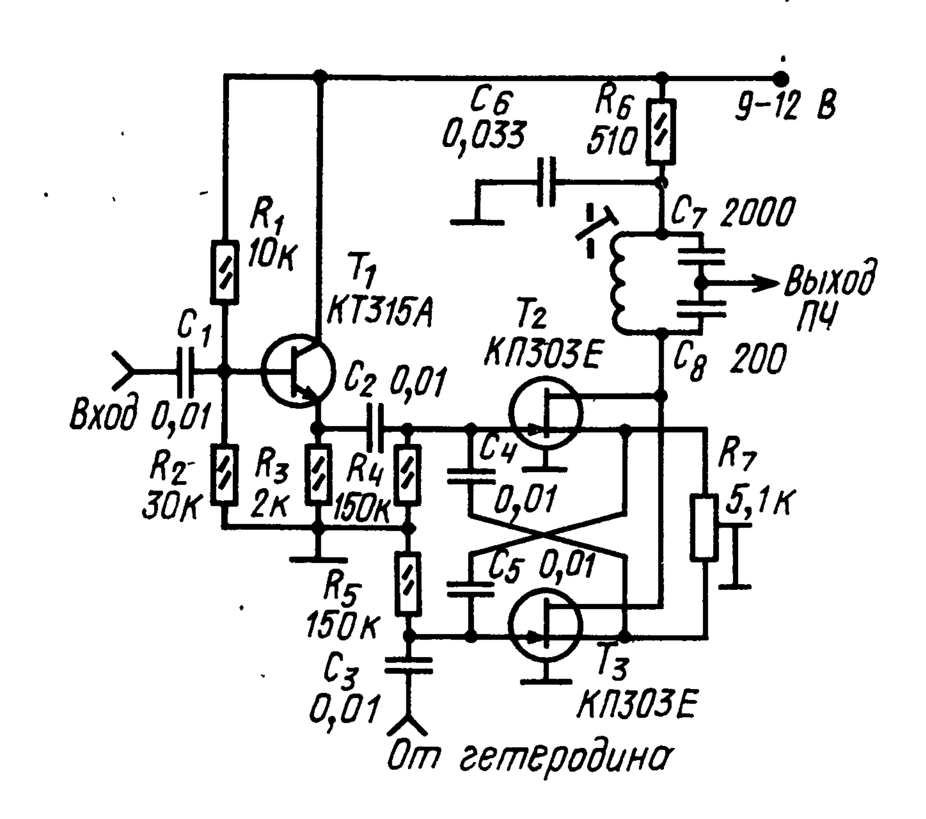


Рис. 2.75

пряжения на выходе колебаний, проникающих из-за прямого прохождения со входа, что позволяет обойтись без режекторного фильтра ПЧ на входе преобразователя и в то же время подавить помехи на частотах, близких к ПЧ.

По этой же схеме можно выполнить преобразователь на биполярных транзисторах.

Расчет сопряжения контуров супергетеродинных приемников

После определения параметров элементов входного контура приемника, настраиваемого переменным конденсатором или варикапом, рассчитывают сопряжение контуров в следующем порядке.

1. Вычисляют отношение $f_{ПЧ}/f_{ср}$, где $f_{ПЧ}$ — промежуточная частота; $f_{ср} = 0{,}5\,(f_{max} + f_{min})$; $f_{ср}$, f_{max} и f_{min} — средняя, максимальная и минимальная частоты данного диапазона, и по графи-

Рис. 2.76

ку на рис. 2.76, *а* определяют емкость последовательного конденсатора $C_{посл}$ контура гетеродина.

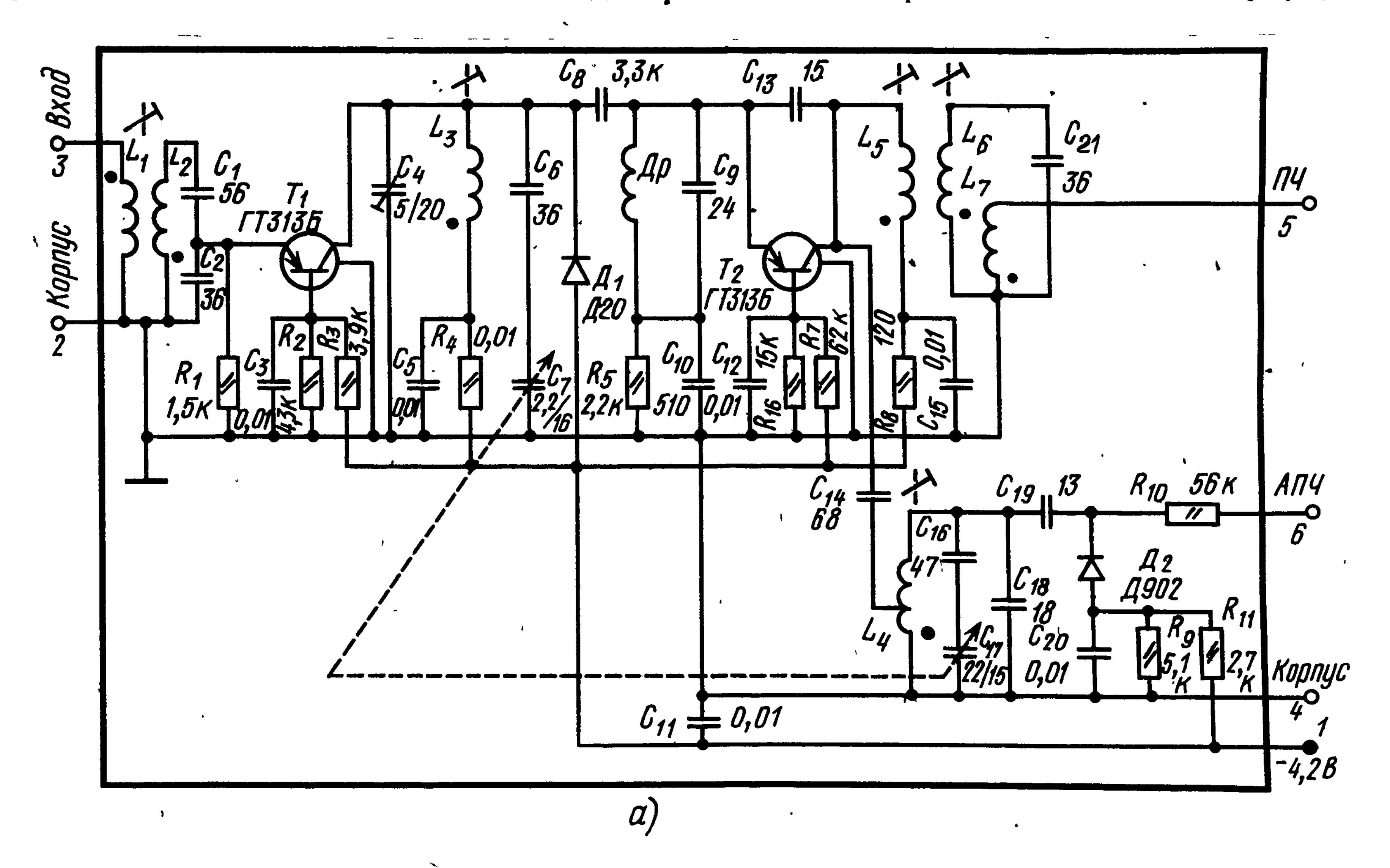
2. По графику на рис. 2.76, *б* находят емкость параллельного сопрягающего дополнительного конденсатора $C_{пар}$ в контуре гетеродина.

3. По графику на рис. 2.76, *в* определяют коэффициент α, выражающий отношение индуктивности катушки контура гетеродина к индуктивности катушки входного контура, и вычисляют индуктивность катушки контура гетеродина.

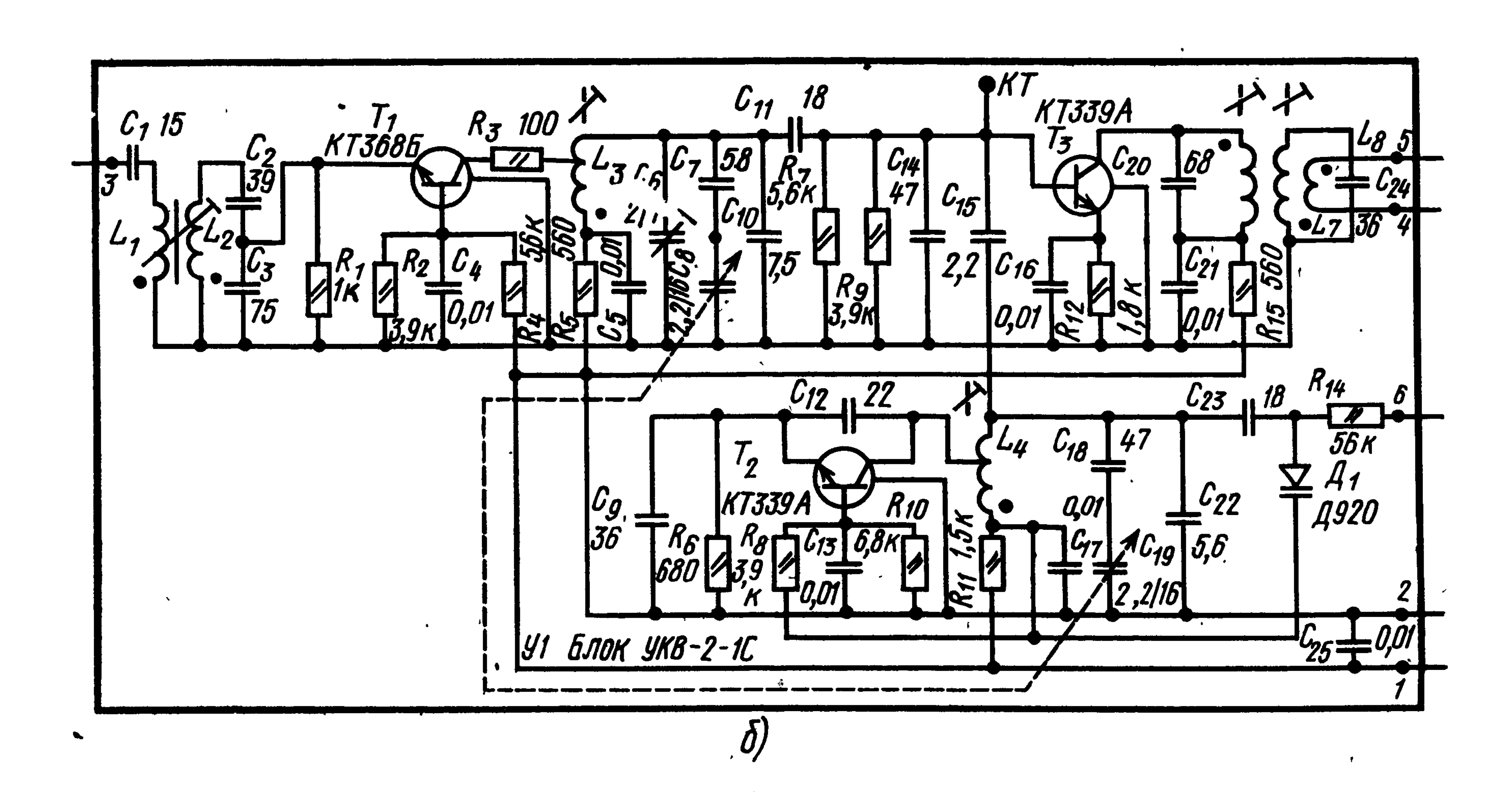
Конструктивный расчет катушек контура гетеродина можно выполнить, пользуясь формулами и графиками из § 1.1.

2.7. БЛОКИ УКВ

В относительно простых всеволновых приемниках широкое распространение получил блок УКВ, выполненный по схеме на рис. 2.77, *а*. В нем оба транзистора УРЧ и совмещенного преобразователя частоты включены по схеме ОБ. Входной контур имеет полосу пропускания около 8 МГц. Это достигается сильной связью цепи эмиттера транзистора T_1 с входным контуром с помощью емкостного делителя напряжения C_1C_2. Контур в коллекторной цепи УРЧ $L_3C_4C_6C_7$, пере-



а)



б)

Рис. 2.77

страиваемый секцией сдвоенного блока КПЕ C_7 — C_{17}, слабо связан с эмиттерной цепью преобразователя частоты на транзисторе T_2. Во избежание изменения его режима при большом уровне входного сигнала параллельно контуру включен диод $Д_1$, ограничивающий уровень сигнала, подводимый к преобразователю. Величина обратной связи в гетеродине задается емкостным делителем C_9, C_{13}; *Др* с конденсатором C_{10} образует последовательный резонансный контур, настроенный на ПЧ. В коллекторную цепь преобразователя частоты включена контурная катушка L_5, играющая для частоты гетеродина роль дросселя, а с разделительным конденсатором C_{14} она настроена на ПЧ. В свою очередь малая индуктивность части контурной катушки L_4 не влияет на настройку контура ПЧ.

С коллекторным контуром ПЧ связан выходной контур ПЧ L_6C_{21} с катушкой связи L_7.

Диод $Д_2$ служит для целей АПЧ. Делитель R_9R_{11} обеспечивает необходимое смещение, предотвращающее детектирование этим диодом напряжения гетеродина.

Для использования блока УКВ по приведенной схеме в приемниках с электронной настройкой необходимо блок КПЕ заменить варикапами или варикапными матрицами с емкостью, близкой к указанной для секций КПЕ. Варикап $Д_2$ можно оставить для целей АПЧ или, переложив его функции на варикап, примененный для настройки контура гетеродина, исключить его из блока. Для сопряжения контуров и укладки границы частотного диапазона параллельно конденсатору C_{18} следует включить подстроечный конденсатор емкостью 4—15 пФ.

При наличии в распоряжении радиолюбителя современных кремниевых транзисторов блок УКВ можно выполнить по схеме на рис. 2.77,*б*, которая почти не отличается от описанной, за исключением применения отдельного гетеродина и включения смесителя в схему ОЭ.

В более сложных радиолюбительских приемниках целесообразно использовать унифицированный блок УКВ, применяемый в промышленных приемниках «Рига-104» и «Ленинград-002». Схема блока приведена на рис. 2.78. Входная цепь представляет собой полосовой фильтр с сильной связью между контурами, из которых L_1C_1 настроен на середину диапазона УКВ, а $L_2C_2C_3Д_1$ перестраивается в результате изменения емкости варикапной матрицы. Транзистор T_1 УРЧ включен по схеме ОБ. В его коллекторную цепь включен перестраиваемый контур $L_3C_9C_{11}Д_2$, с части которого сигнал подводится к базе смесителя частот на транзисторе T_3 по схеме ОЭ. В его коллекторную цепь частично включен контур ПЧ $L_5C_{21}C_{22}$, настроенный на частоту 10,7 МГц. Делитель $C_{21}C_{22}$ служит для согласования с контуром ПЧ входного сопротивления базовой цепи УПЧ. Конденсатор C_{17} уменьшает для частот сигнала и гетеродина сопротивление в коллекторной цепи транзистора смесителя, делая его работу более устойчивой.

Гетеродин выполнен по схеме ОБ на транзисторе T_2 с емкостным делителем напряжения в цепи обратной связи C_8, C_6. Связь гетеродина со смесителем тоже емкостная, через конденсатор C_{15}. Сравнительно высокая добротность варикапных матриц и довольно высокое напряжение, подводимое к варикапам для настройки (1,6—22 В), обеспечивают ослабление помех по зеркальному каналу и на частотах, равных ПЧ, до 46—50 дБ. Напряжение АПЧ подается через ФНЧ с выхода частотного детектора на варикапную матрицу контура гетеродина $Д_3$.

Блок УКВ питается от стабилизированного напряжения 4—5 В. Данные контурных катушек: L_1 — 9,25 витка ПЭВ-1, 0,23, виток к витку на

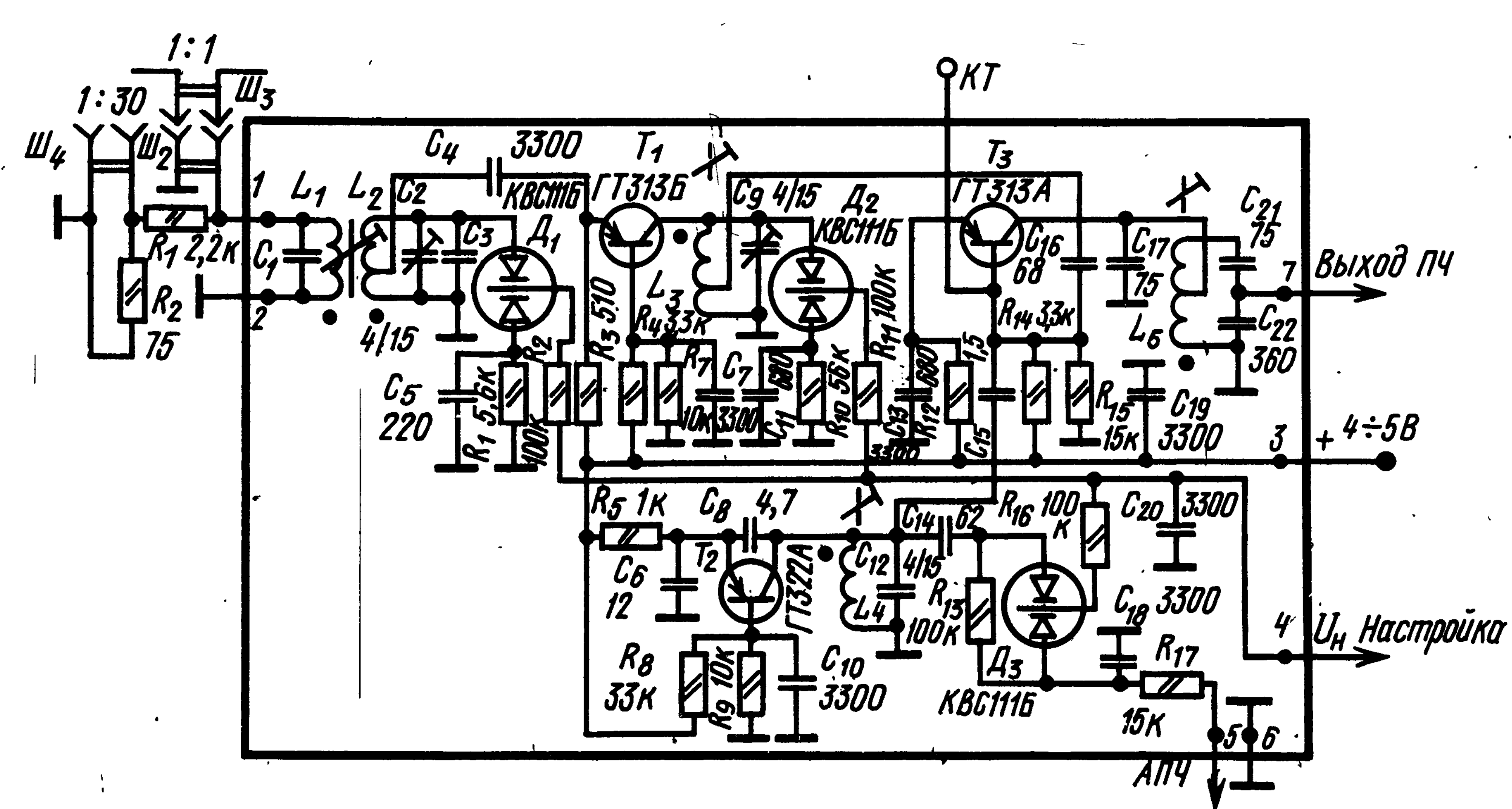


Рис. 2.78

одном каркасе с L_2; L_2 — 4,25 витка с отводом от 0,75 витка, считая снизу по схеме, медного луженого или голого медного провода ∅0,5 мм. Каркас из органического стекла с канавкой для намотки L_2 ∅6,5 мм и длиной 22 мм, шаг намотки 2 мм, сердечник из феррита марки 13ВЧ-1. На таких же каркасах намотаны катушки L_3 и L_4: L_3 — 4,25 витка с отводом от 2,5 витка; L_4 — 6,25 витка, обе катушки намотаны проводом ММ0,5. Катушка ФПЧ: L_5 — 15,75 витка с отводом от 5,5 витка, ПЭВ-1, 0, 12, на гладком каркасе ∅6,8 мм, длиной 22 мм с подстроечным сердечником из феррита 100НН ∅2,86 мм, длиной 12 мм.

На рис. 2.79 изображена схема блока УКВ для высококачественного приемника. Усилитель радиочастоты выполнен на двухзатворном полевом транзисторе T_1, охваченном по второму затвору АРУ. Между УРЧ и преобразователем включен полосовой фильтр, повышающий селективность по зеркальному каналу приема и уменьшающий перекрестные помехи. В целях уменьшения перекрестных помех контуры УРЧ настраиваются КПЕ, а не варикапами. Для уменьшения влияния антенной цепи и напряжения сигнала (при больших его уровнях) на стабильность частоты гетеродина преобразователь выполнен также на двухзатворном транзисторе и не охвачен АРУ. Гетеродин выполнен на биполярном транзисторе той же структуры, что и полевые, с индуктивной связью со стороны эмиттера и емкостной со стороны базы. Напряжение гетеродина на второй затвор преобразователя подается с катушки связи, намотанной на одном каркасе с катушкой гетеродина. Катушки контуров УРЧ бескаркасные.

Автоподстройка частоты гетеродина осуществляется с помощью варикапа $Д_1$. Счетверенный блок КПЕ изготовляют из деталей двух КПЕ от приемника «Рига-302». Все катушки РЧ с внутренним диаметром намотки 5 мм. Они намотаны проводом ∅1 мм и имеют шаг намотки 1 мм: L_2 — L_4 по 5 витков с отводами от первого витка, считая снизу по схеме; L_1 — 1 виток ПЭШО 0,3 м между витками L_2, L_5 — 5 витков с отводом от первого витка, намотана голым медным посеребренным проводом с шагом 1 мм; L_6 — 1—3 витка 0,3, между витками L_5 (количество витков уточняется при регулировке режима преобразователя частоты).

Контур ПЧ намотан на полистироловом каркасе ∅6 мм с подстроечным сердечником из феррита М100НН-2СС-2 ∅2,86 мм; число витков катушки L_7 — 9 провода ПЭВ-2 ∅0,2 мм; L_8 — 2 витка того же провода. Напряжение питания блока УКВ должно быть стабилизировано.

После достижения момента возникновения генерации гетеродина путем подбора места отвода от катушки L_5 и изменения емкости конденсатора C_{13} подгоняют границы диапазона принимаемых

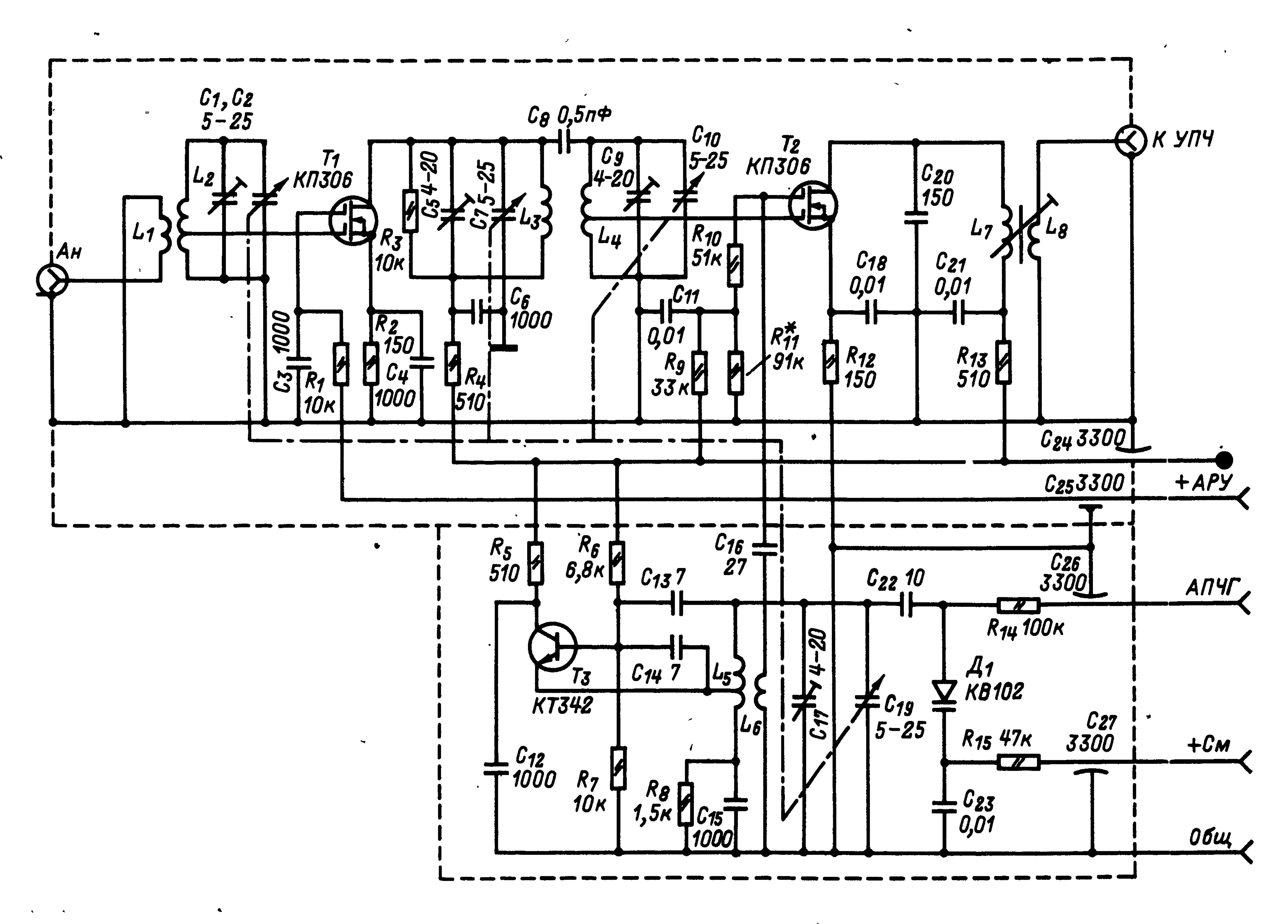


Рис. 2.79

частот перемещением витков катушки L_5 и вращением подстроечного конденсатора C_{17}. Затем перемещением витков катушек L_4, L_3, L_2 и подстроечными конденсаторами C_9, C_5 и C_1 в указанной последовательности сопрягают контуры УРЧ с гетеродином. Монтаж блока УКВ необходимо выполнять так, чтобы избежать паразитных связей входного контура с полосовым фильтром и входного контура с контуром гетеродина. При необходимости иметь высокую чувствительность приемника (до 1 мкВ) целесообразно разместить первый каскад УПЧ в экране блока УКВ, т. к. при большом числе каскадов и высокой ПЧ (10,7 МГц) возможно самовозбуждение УПЧ. Напряжение АРУ может быть получено как в § 2.9 или путем детектирования сигнала после второго-третьего каскадов ПЧ; в последнем случае постоянная времени фильтра цепи АРУ должна быть 0,05—0,1 с.

При неправильной работе системы АПЧ необходимо в детекторе изменить полярность выходного напряжения АПЧ изменением подсоединения концов катушки связи с первым контуром фазосдвигающего трансформатора ПЧ.

2.8. КОНВЕРТОРЫ ДЛЯ ПРИЕМА КОРОТКИХ ВОЛН

Конвертор для преобразования частот диапазона КВ в диапазон СВ (или ДВ) обычно выполняется в виде приставки к приемнику, не имеющему диапазона КВ. Иногда можно применять встроенный конвертор — дополнительный преобразователь, работающий только в диапазоне КВ, как, например, блок УКВ, который включается только при работе приемника на диапазоне УКВ. Наиболее часто конверторы применяют для работы с автомобильными приемниками. Благодаря некоторым особенностям автомобильных приемников конверторы хорошо сопрягаются с ними без каких-либо переделок в приемнике, а схемы конверторов отличаются простотой.

На рис. 2.80 приведена схема КВ приставки, выпускаемой серийно, для работы с автомобильными приемниками А-271. Для некоторого упрощения в ней показана коммутация катушек только для двух диапазонов (49 и 25 м); коммутация катушек любого другого растянутого диапазона КВ не отличается от приведенной.

В базовой цепи транзистора T_1 включен один из входных контуров, частоты настройки и полосы пропускания которых соответствуют средним частотам и ширине полосы растянутых КВ диапазонов, выделенных для радиовещания (см. табл. 2.4). В данном примере $f_{ср.вх} = 6{,}1$ и 11,8 МГц при полосе пропускания около 400 кГц. Частоты настройки контуров гетеродина отличаются от средней частоты настройки соответствующих входных контуров на 1 МГц (для данного примера $f_г = 7{,}1$ и 12,8 МГц соответственно). В результате на резисторе нагрузки (независимо от того, на каком из поддиапазонов ведется прием) будут выделяться напряжения разностных частот $f_р = f_г - (f_{ср.вх} \pm \Delta f)$. Таким образом, частоты растянутых КВ диапазонов будут понижены до частот среднего участка диапазона СВ; при этом настройка на требуемую радиостанцию КВ осуществляется при помощи ручки настройки автомобильного приемника, включенного на диапазон СВ. Благодаря хорошей экранировке автомобильного приемника, экранирующему действию корпуса автомобиля и резонансным свойствам входного контура конвертора прием радиостанций в диапазоне СВ при работе с конвертором практически невозможен. Переключение на диапазон СВ осуществляется нажатием кнопки $B_{1а}$. При этом антенна отключается от входа конвертора и подключается к приемнику; одновременно выключается питание конвертора. Для сохранения правильности настройки входного контура приемника при присоединении приставки в конвертор введены конденсаторы C_4 и C_{13}, компенсирующие удлинение кабеля антенны при работе на диапазоне СВ и укорочение кабеля от приставки к приемнику при работе на КВ. Для повышения стабильности частоты гетеродин выполнен с емкостной обратной связью, а питание стабилизировано с помощью стабилитрона $Д_1$.

Применение КВ приставки по такой схеме с приемником, рассчитанным для работы с ферритовой антенной в диапазоне СВ, невозможно, т. к. в вечерние часы наряду с радиостанциями диапазона КВ будут приниматься радиостанции диапазона СВ, что приведет к взаимным помехам. Поэтому для нормальной работы конвертора с приемником, имеющим ферритовую антенну, необходимо либо переключать катушки во входном контуре (подключать вместо катушки ферритовой антенны катушку в отдельном экране, предотвращающем наведение э.д.с. от мощных местных СВ радиостанций), либо подсоединять к контуру ферритовой антенны дополнительные элементы, перестраивающие его в диапазон

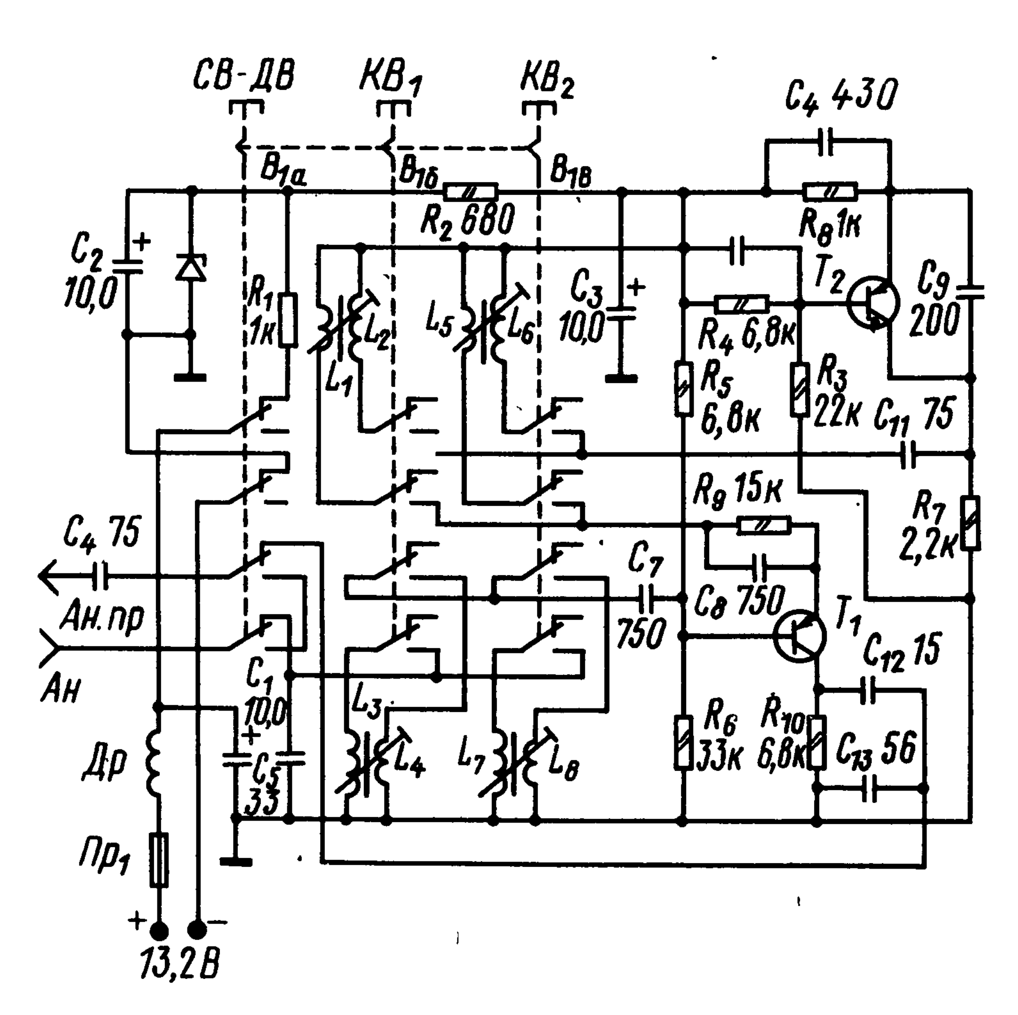


Рис. 2.80

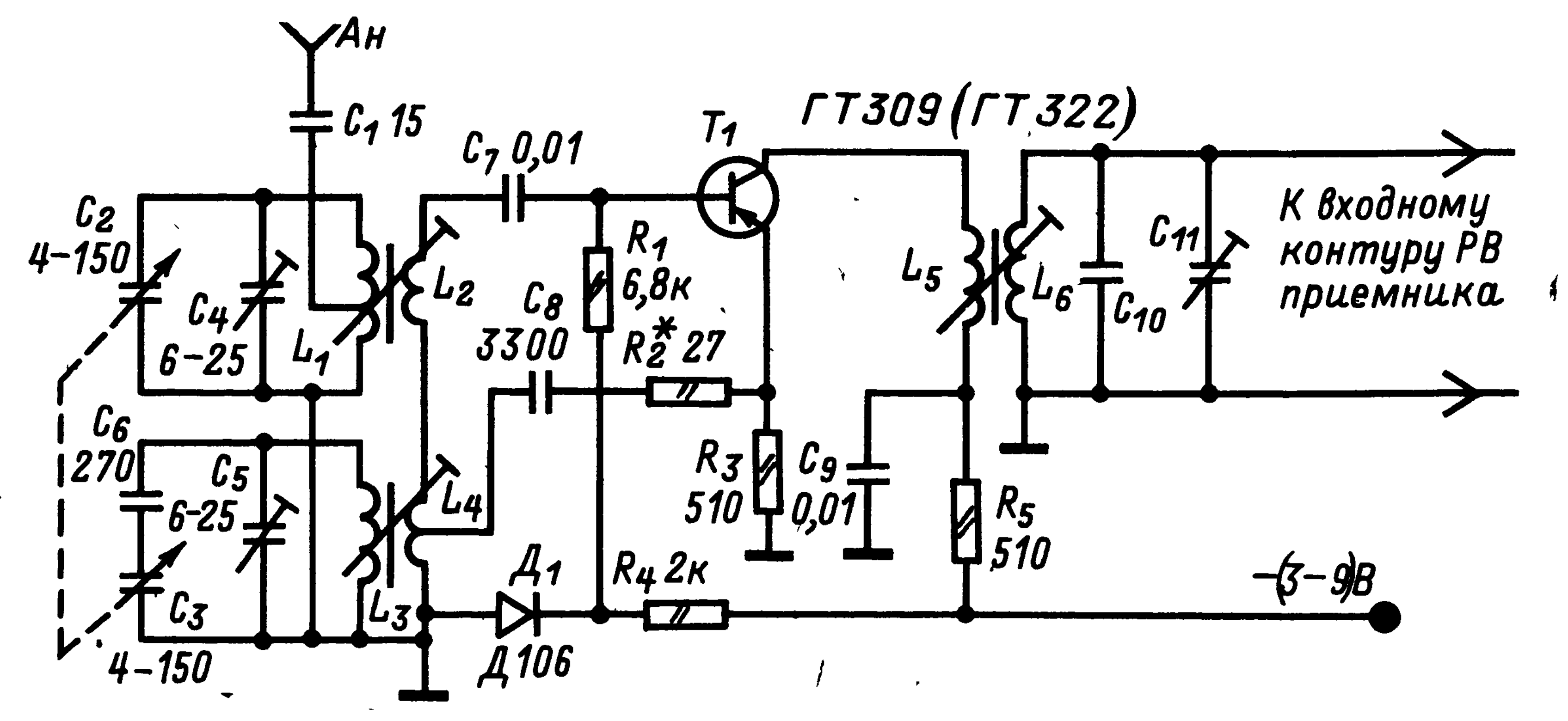


Рис. 2.81

зеркальных по отношению к СВ частот (1,45—2,53 МГц), в котором нет мощных РВ станций. Первый путь обычно применяется при выполнении конвертора в виде составной части приемника, т. е. в приемниках с двойным преобразованием частоты. Второй путь применим для выполнения конвертора как в виде приставки к приемнику с ферритовой антенной, так и в виде встроенного первого преобразователя в приемнике с двойным преобразованием.

На рис. 2.81 приведена схема конвертора, отличающегося от предыдущего тем, что вместо кнопочного переключателя для настройки входного и гетеродинного контуров применяется малогабаритный КПЕ, а на выходе включены элементы L_6, C_{10}, C_{11}, переводящие настройку входного контура приемника в диапазон зеркальных частот. С помощью КПЕ конвертор настраивается грубо на середину желаемого РВ диапазона КВ, а плавно — органом настройки РВ приемника, к которому подключен конвертор.

При выбранном среднем значении первой промежуточной частоты (2,3 МГц) настройки контуров $L_1C_2C_4$ и $L_3C_5C_6C_3$ достаточно удалены друг от друга, поэтому появляется возможность совместить функции преобразователя частоты и гетеродина в одном транзисторе. Стабильность частоты гетеродина при изменении напряжения источника питания поддерживается за счет стабилизации напряжения базового смещения транзистора T_1. При настройке конвертора совместно с приемником его выход подсоединяется непосредственно к катушке входного контура диапазона СВ (для подключения конвертора необходимо в приемнике заранее сделать вывод этой точки и общего провода на гнезда для подключения), после чего проводят сопряжение настроек этого контура с контуром гетеродина приемника в диапазоне частот 1450—2530 кГц изменением индуктивности катушки L_6 и емкости конденсатора C_{11} в начале и конце диапазона. Затем приемник настраивают на частоту 1,2—1,3 МГц (по шкале), что соответствует среднему значению первой ПЧ, и проводят сопряжение настроек контуров конвертора после подгонки граничных частот его гетеродина обычным способом.

Транзистор T_1 типа ГТ322. Катушки входного и гетеродинного контуров наматывают проводом ПЭЛШО 0,25 на гладких ферритовых сердечниках М100НН-2СС ⌀2,86 мм и длиной 12 мм. Для диапазона 25—75 м катушка L_1 содержит 20 витков с отводом от 10-го витка L_2 — 4 витка, L_3 — 16 витков, L_4 — 1,5 + 3 витка. Сначала на сердечник наматывают катушку L_1. Затем из нее удаляют сердечник и пропитывают раствором полистирола в дихлорэтане. После просушки на нее наматывают витки катушки L_2 (у того конца, который будет соединен с общим проводом). Катушки L_3 и L_4 изготовляют аналогично. После изготовления катушки приклеивают к монтажной плате клеем БФ-4. Сердечники вставляют в катушки после полной просушки. Катушку L_1 следует располагать на плате перпендикулярно катушке L_3. Катушку для сопряжения и связи с приемником L_6 наматывают на ферритовом броневом сердечнике типа Ч5 из феррита 600НН с подстроечным сердечником М600НН-2СС. Для приемника с индуктивностью входного контура 310 мкГн катушка L_6 имеет 3×12 витков, катушка связи L_5 — 10 витков. При других значениях индуктивности входного контура СВ индуктивность катушки L_6 следует выбирать примерно равной 11% индуктивности входного контура, а емкость конденсатора C_{10} — примерно равной 3% максимальной емкости КПЕ РВ приемника. Такие значения элементов позволят выполнять сопряжение с помощью подстроечного сердечника L_6 и конденсатора C_{11}. Сопротивление резистора R_4 подбирают от 1 до 7,5 кОм в зависимости от напряжения питания конвертора.

2.9. СТЕРЕОДЕКОДЕРЫ

Стереофонические передачи в СССР ведутся по системе с полярной модуляцией. Полярная, т. е. двусторонняя, модуляция осуществляется на вспомогательной (поднесущей) ультразвуковой частоте 31,25 кГц. Сигнал поднесущей частоты модулируется так, что его положительные полуволны несут в своей огибающей информацию канала A (левого), а отрицательные —

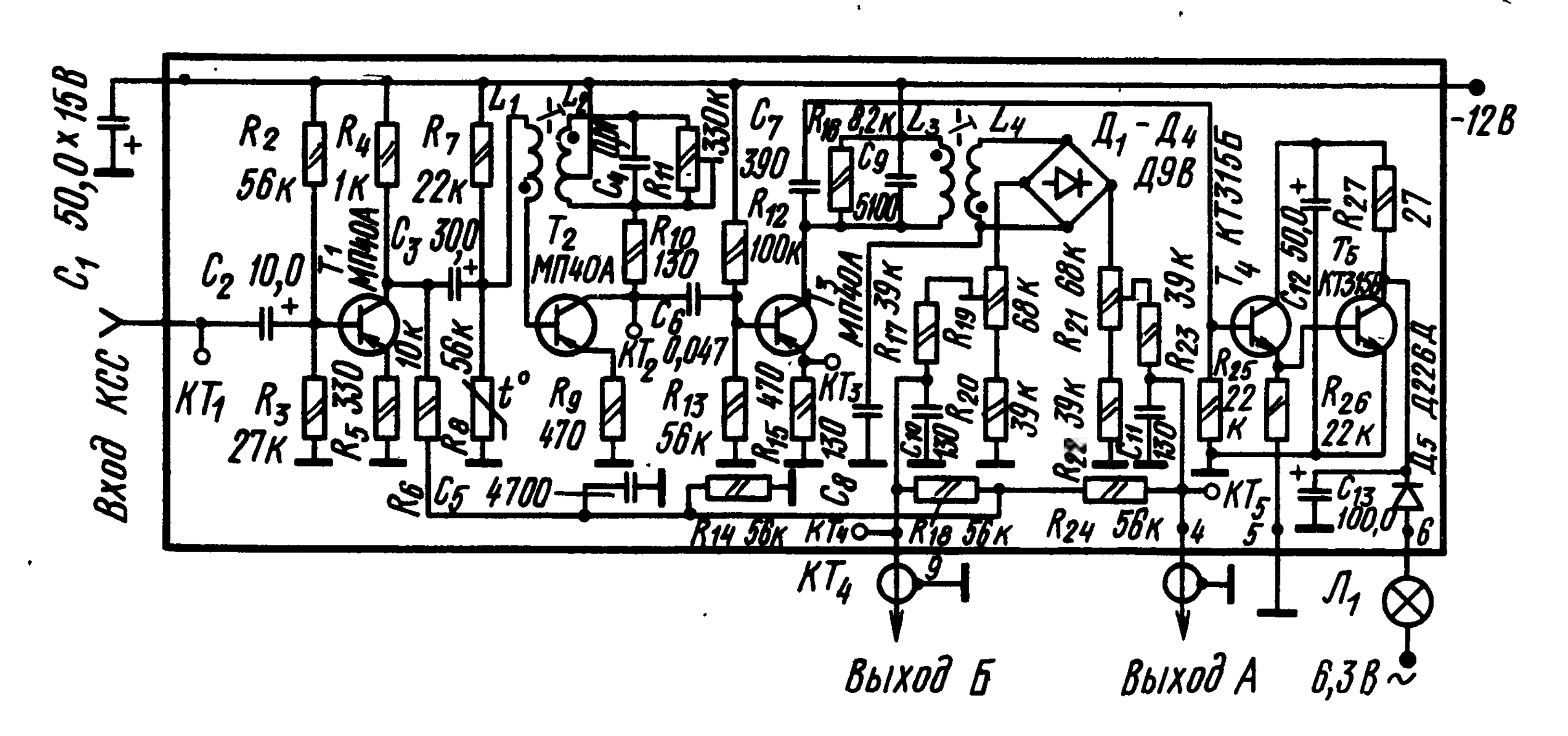


Рис. 2.82

канала *Б* (правого). Предварительно обработанный для совместимости с монофоническими приемниками комплексный стереофонический сигнал (КСС) имеет следующие параметры: частичное подавление поднесущей частоты 14 дБ (5 раз) при добротности режекторного фильтра 100; постоянная времени цепей предыскажений 50 мкс; полоса частот 30 Гц — 46,250 кГц. Ширина полосы частот на выходе передатчика 150—160 кГц. В соответствии с указанными параметрами полоса частот тракта УПЧ стереофонического приемника должна быть не менее 150—160 кГц, а стереодекодер должен подключаться к выходу детектора ЧД до цепи коррекции предыскажений. Так как получение добротности цепи восстановления поднесущей частоты (ВПЧ), равной 100, сопряжено с определенными технологическими трудностями, то в стереодекодерах применяют различные косвенные способы: использование положительных и отрицательных обратных связей.

На рис. 2.82 представлена схема стереодекодера с использованием комбинированной обратной связи (КОС) в цепях восстановления поднесущей частоты и с суммарно-разностным методом получения разделенных стереоканалов звуковой частоты. Транзистор T_1 усиливает КСС и подводит его ко входу каскада восстановления поднесущей частоты (ВПЧ) на транзисторе T_2. Низкочастотный суммарный сигнал $U_A + U_B$ через ФНЧ, играющий одновременно роль цепи коррекции предыскажений (R_6C_5), с выхода транзистора T_1 подводится к суммирующему устройству, выполненному на резисторах R_{14}, R_{18}, R_{24}. Восстановленный с помощью каскада ВПЧ на транзисторе T_2 полярно-модулированный сигнал отфильтровывается от НЧ составляющих каскадом на транзисторе (в результате малой емкости разделительного конденсатора и полосового фильтра L_3C_9) и подводится к мостовому детектору АМ на диодах $Д_1$ — $Д_4$. С выходов детектора сигналы $U_A - U_B$ и $U_B - U_A$ подводятся к суммирующему устройству, где совместно с сигналом $U_A + U_B$ разделяются на левый (точка *4*) и правый (точка *9*) стереоканалы.

Положительная обратная связь через катушку L_1 в каскаде ВПЧ обеспечивает получение необходимой добротности контура L_2C_4. Отрицательная обратная связь через резистор R_9 в цепи эмиттера транзистора T_2 стабилизирует действие ОС и уменьшает искажения усиливаемого сигнала. Стереосигнал индицируется путем детектирования напряжения поднесущей частоты транзистором T_4, постоянная составляющая сигнала усиливается транзистором T_5 и зажигает лампу накаливания $Л_1$, через которую осуществляется питание коллекторных цепей обоих транзисторов индикатора. Диод $Д_5$ выпрямляет переменное напряжение питания в случае, если декодер встроен в сетевой приемник. Конденсаторы C_{12} и C_{13} позволяют сгладить пульсации. Катушку контура ВПЧ L_2 наматывают на каркасе ∅ 5 мм проводом ПЭВ-1 0,12, она содержит 128×3+127 витков с отводом от 127. Катушка обратной связи L_1 содержит 68×4 витков ПЭВ-1 0,1. Лампа $Л_1$ должна быть рассчитана на ток не более 70 мА. Уровень входного сигнала должен составлять 0,1—1 В. Катушка фильтра L_3 содержит 273×3 витков ПЭВ-1 0,09, катушка L_4 — 450×3 витков ПЭВ-1 0,09.

На рис. 2.83 приведена схема стереодекодера с использованием для восстановления поднесущей частоты Т-образного мостового звена в цепи ООС, предложенная В. Поляковым. Добротность катушки контура, включенного в мостовую цепь, должна составлять 33, что выполнимо при намотке ее на унифицированном каркасе от контура диапазона ДВ, СВ или ПЧ промышленного приемника с подстроечником М600НН-СС2,8×10.

Комплексный стереофонический сигнал с выхода ЧД подводится к инвертирующему входу операционного усилителя $Мс_1$ через цепочку R_1, C_1, компенсирующую ослабление высоких частот стереосигнала ЧД. Напряжение ООС поступает туда же через резисторы R_8, R_9 и цепь L_1, C_4, C_5, R_6, R_7. Подстроечным резистором R_8 регулируют общее усиление, а R_6 — уровень поднесущей частоты. Через L_1 операционный усилитель охвачен 100% ООС по постоянному току, что гарантирует стабильность режима. Корректирующая цепь R_5, C_3 предотвращает самовозбуждение операционного усилителя, а делитель R_3, R_4 устанавливает режим его работы. Полярно-модулированный сигнал с восстановлен-

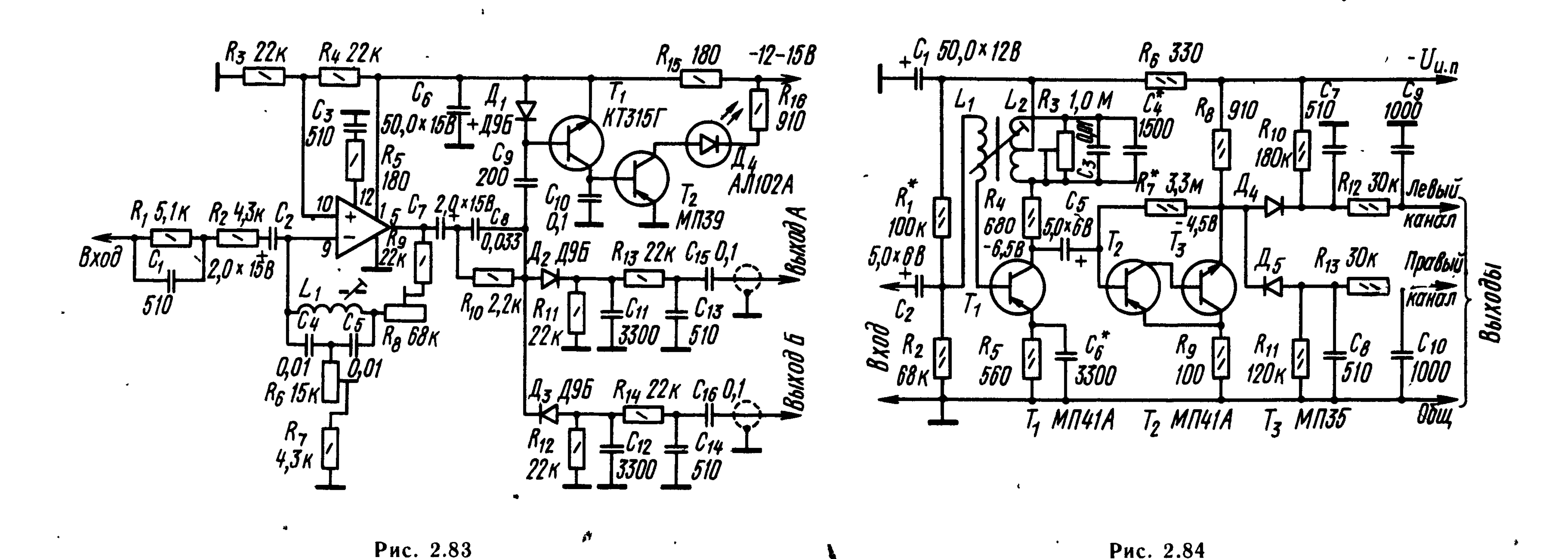


Рис. 2.83

Рис. 2.84

ной поднесущей снимается с выхода усилителя и детектируется полярным детектором, выполненным на диодах $Д_2$, $Д_3$. Цепи R_{11}, $C_{11}R_{13}$, C_{13} в канале A и R_{12}, C_{12}, R_{14}, C_{14} в канале $Б$ фильтруют продетектированный сигнал и компенсируют предыскажения разностных сигналов, а цепь C_8, R_{10} компенсирует предыскажения в суммарном сигнале. При равенстве постоянных времени этих цепей можно скомпенсировать взаимное проникание сигналов в каналы A и $Б$. Индикатор наличия стереосигнала выполнен на диоде $Д_1$ и усилителе на транзисторах T_1 и T_2; светодиод $Д_4$ является собственно индикатором. Печатная плата стереодекодера приведена в журнале «Радио», 1979, № 6. Катушка L_1 имеет 660 витков провода ПЭВ-1 0,07.

Для переносных приемников с питанием от батарей с напряжением 9 В стереодекодер целесообразно выполнять по схеме на рис. 2.84. Эта схема, несмотря на простоту, позволяет получить достаточно высокие характеристики: коэффициент гармоник около 1% и переходное затухание между каналами около 30 дБ. Комплексный стереофонический сигнал подводится с выхода ЧД непосредственно к каскаду ВПЧ на транзисторе T_1. По этой причине регулировку глубины ПОС при налаживании необходимо проводить с конкретным приемником. Непосредственное подсоединение детекторов стереодекодера к выходу транзистора T_3 в сочетании с резисторами R_{10} и R_{11} устанавливает напряжение смещения рабочих точек диодов $Д_1$ и $Д_2$, которое уменьшает искажения при работе в стереорежиме и обеспечивает прямое прохождение сигнала при работе в режиме монофонических передач. Последнее обстоятельство позволяет отказаться от переключателя режимов.

Транзисторы T_1 и T_2 необходимо выбрать с коэффициентом передачи тока $h_{21э} > 60$. Катушка L_1 содержит 90 витков провода ПЭВ-2 0,14, L_2 — 3×160 того же провода с отводом от 120-го витка, на таком же каркасе, как в предыдущем декодере. Максимальное разделение каналов достигается подбором емкости конденсатора C_6. Контур $L_2C_3C_4$ удобно настраивать по «нулевым» биениям, переведя каскад ВПЧ в режим генерации, увеличивая до максимума сопротивления резистора R_3 и включения параллельно C_6 конденсатор емкостью 0,01—0,015 мкФ.

2.10. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ И ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В РВ ПРИЕМНИКАХ

Общие сведения

Назначением автоматических регулировок является автоматизация различных органов управления приемником: поддержание громкости на определенном установленном уровне, которое обеспечивает система АРУ; поддержание точной настройки на радиостанцию, обеспечиваемое цепью АПЧГ; поиск и настройка на частоту радиостанции, для которых служит система автоматической настройки (АН); включение и выключение приемника в заданное время и т. д.

К вспомогательным устройствам, непосредственно не содержащим элементов автоматики, относятся различные индикаторы; включения, настройки, напряжения источника питания и т. п.

Автоматическая регулировка усиления

Автоматическая регулировка усиления применяется практически во всех приемниках. Ее основное назначение — не допустить перегрузки усилительных каскадов приемника при увеличении сигнала на входе, которое может быть значительным при приеме местных радиостанций, и выравнять громкость приема дальних и местных радиостанций. Задачи, стоящие перед системой АРУ, достаточно сложны из-за большого диапазона изменения уровня напряженности электромагнитного поля в месте приема: от 100—300 мкВ/м для уверенно принимаемых дальних радиостанций до 1 В/м и более для близко расположенной местной радиостанции. При изме-

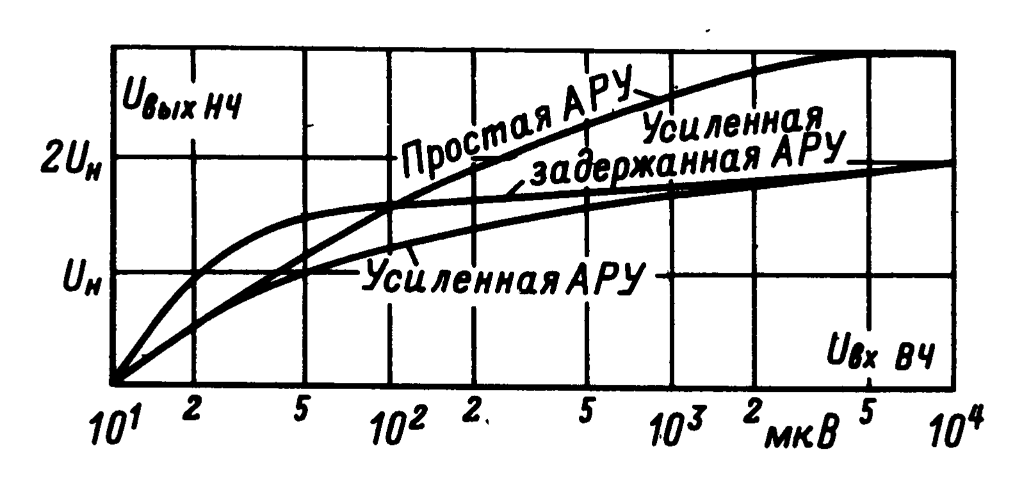


Рис. 2.85

нении сигналов в таких пределах напряжение на выходе приемника в идеальном случае не должно изменяться, а реально не должно измениться более, чем это предусмотрено ГОСТ для различных классов приемников.

В зависимости от способа регулирования возможны различные зависимости выходного напряжения от напряжения на входе приемника. Такие зависимости для различных систем АРУ приведены на рис. 2.85. Простая АРУ уменьшает усиление детекторного тракта пропорционально сигналу. Усиленная АРУ делает то же самое, но в более значительной степени. Задержанная АРУ начинает действовать с некоторого порогового уровня входного сигнала.

Для изменения усиления каскадов РЧ тракта приемника в простейших случаях используют зависимость крутизны характеристики активных элементов от напряжения смещения их рабочих точек по характеристикам. Однако при больших уровнях усиливаемых сигналов такой способ регулирования может вызвать значительные нелинейные искажения сигнала, возможно ухудшение качества воспроизведения. Для сохранения высокого качества приема в этих случаях в приемниках высокого класса применяют управляемые делители напряжения, обеспечивающие отсутствие перегрузки активных элементов и постоянство их режимов, оптимальных с точки зрения неискаженного усиления сигналов.

В качестве регулирующего напряжения обычно используют (непосредственно или через дополнительный усилитель) постоянную составляющую сигнала, продетектированного амплитудным детектором, пропорциональную уровню его несущей частоты; она освобождается от переменной составляющей частот модуляции с помощью ФНЧ с постоянной времени 0,05—0,1 с.

Биполярные транзисторы без искажений усиливают сигналы не более 20 мВ, поэтому требования к цепи АРУ в транзисторных приемниках сравнительно жестки. Применение простых цепей АРУ возможно только в приемниках невысокого класса, тем более что в них, как правило, применяются преобразователи частоты по совмещенной схеме, подведение напряжения АРУ к которым исключается из-за нарушения режима работы гетеродина. В таких приемниках регулировкой обычно охватывается только первый каскад УПЧ. Для исключения смещения рабочей точки детектора на участок характеристики, где возможно появление искажений сигнала при детектировании, в цепи по схеме на рис. 2.86 резистор фильтра АРУ включен в диагональ моста, который уравновешивается регулировкой сопротивления резистора R_5 так, чтобы в отсутствие сигнала ток через диод $Д_1$ был близок к нулю. Критерием правильной установки сопротивления этого резистора являются минимальные искажения принимаемых сигналов и наибольшая чувствительность к приему слабых сигналов. Для исключения влияния регулируемых каскадов на детектор и возможности введения задержки применяют отдельный детектор АРУ (на диоде $Д_2$, рис. 2.87). Уровень задержки может быть установлен с помощью резистора R_2, определяющего напряжение смещения на диоде. Можно также вместо германиевого диода в детекторе АРУ применить кремниевый диод, который начинает детектировать при большем напряжении ВЧ сигнала.

При значительном усилении преобразователя частоты в приемнике при применении АРУ по схемам на рис. 2.86 и 2.87 возможно ограничение сигнала в коллекторной цепи преобразователя, как это показано на рис. 2.88. Для устранения этого явления применяют шунтирование высокоомной нагрузки преобразователя зависимыми от напряжения или тока элементами (диодами, транзисторами и т. п.). Эти элементы включают в цепь усилителя постоянного тока, за счет которого усиливается действие АРУ. Такие усиленные или комбинированные цепи АРУ широко применяют в современных приемниках. Шунтирование нагрузки преобразователя приводит к уменьшению его усиления и не допускает появления ограничения сигнала.

На рис. 2.89 показана схема АРУ с использованием рассматриваемого способа. Выпрямленное

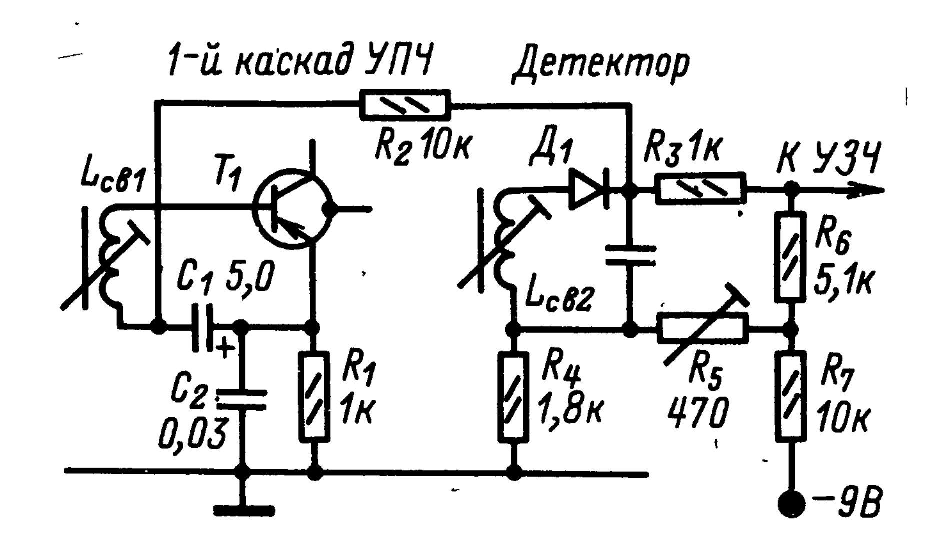


Рис. 2.86

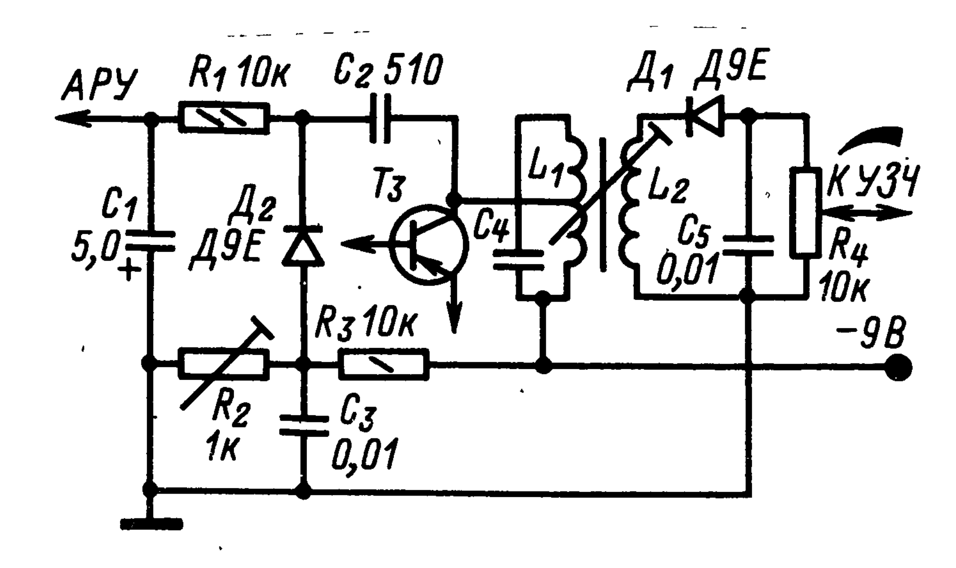


Рис. 2.87

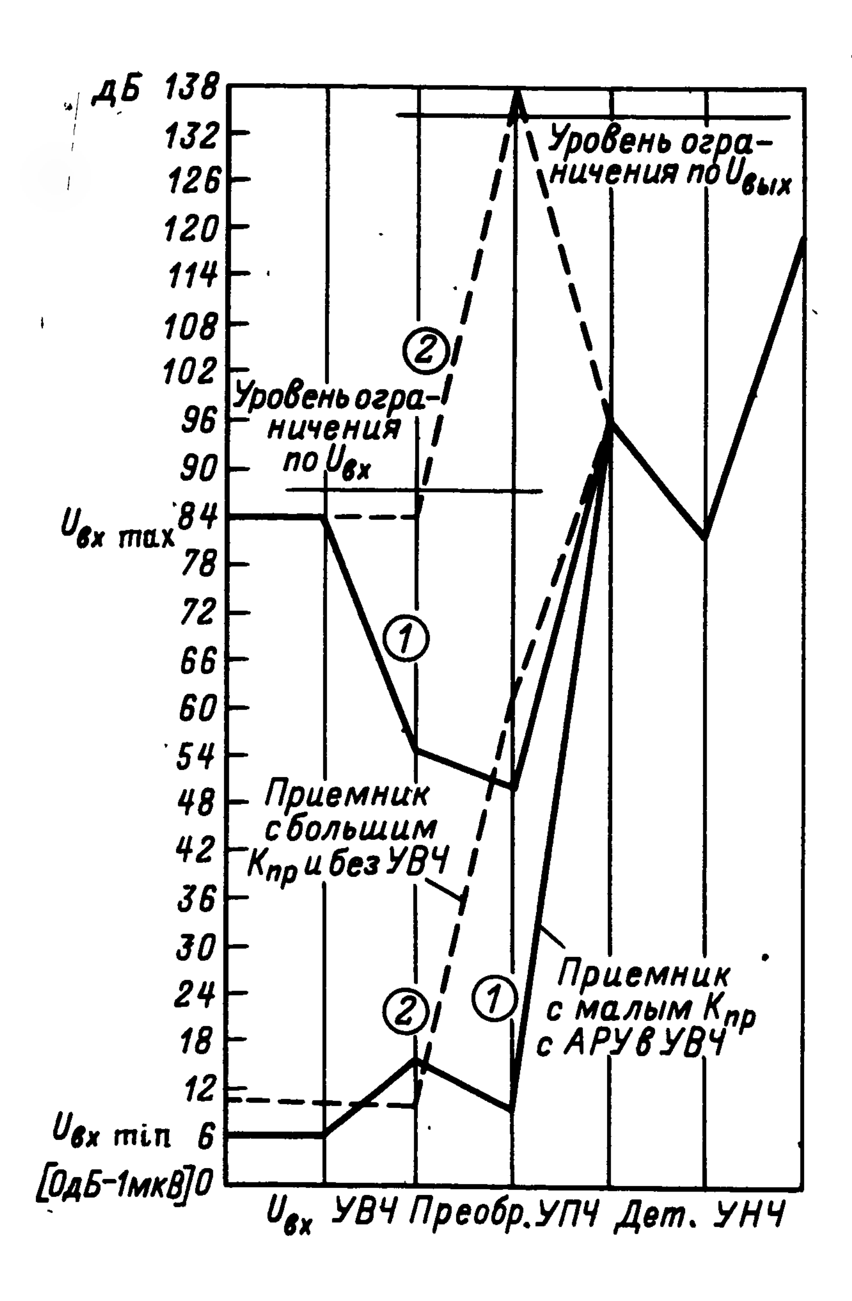


Рис. 2.88

детектором на диоде $Д_1$ напряжение несущей частоты через резистор R_5 вводится в цепь базы транзистора УПЧ. Конденсатор C_4 отфильтровывает напряжение ЗЧ. Уменьшение коллекторного тока транзистора T_2 снижает крутизну его характеристики, и, следовательно, усиление каскада уменьшается. Одновременно вследствие уменьшения тока коллектора транзистора T_2 уменьшается напряжение на резисторе R_4, диод $Д_2$ открывается, шунтирует контур, включенный в коллекторную цепь транзистора T_1, и уменьшает усиление преобразователя частоты, в котором он работает. Сопротивление диода изменяется от 300—500 кОм в закрытом состоянии, до 0,5—1,5 кОм — в открытом. Одновременное уменьшение крутизны характеристики транзистора T_2 и резонансного сопротивления контура L_1C_1 приводит к достаточно глубокой АРУ. Соответствующим подбором сопротивлений резисторов R_1 и R_4 можно получить работу АРУ с задержкой, открывая диод $Д_2$ при меньших или больших уровнях сигнала.

Так как шунтирование контура L_1C_1 сопротивлением диода $Д_2$ несколько расширяет полосу пропускания тракта ПЧ при сильных сигналах, одновременно как бы осуществляется автоматическая регулировка ширины полосы частот, пропускаемых приемником. Снижение селективности в данном случае допустимо, т. к. оно происходит только при приеме мощных радиостанций, напряженность поля которых превышает уровень помех. Кроме того, при работе АРУ расширяется полоса пропускания только одного контура.

Более глубокое изменение шунтирующего сопротивления можно получить, используя выходное сопротивление эмиттерного повторителя на кремниевом транзисторе, которое изменяется от нескольких сот килоом у закрытого транзистора до 30—10 Ом при токе 1—3 мА. На рис. 2.90 изображена схема цепи АРУ с использованием этого способа. При малом сигнале транзистор

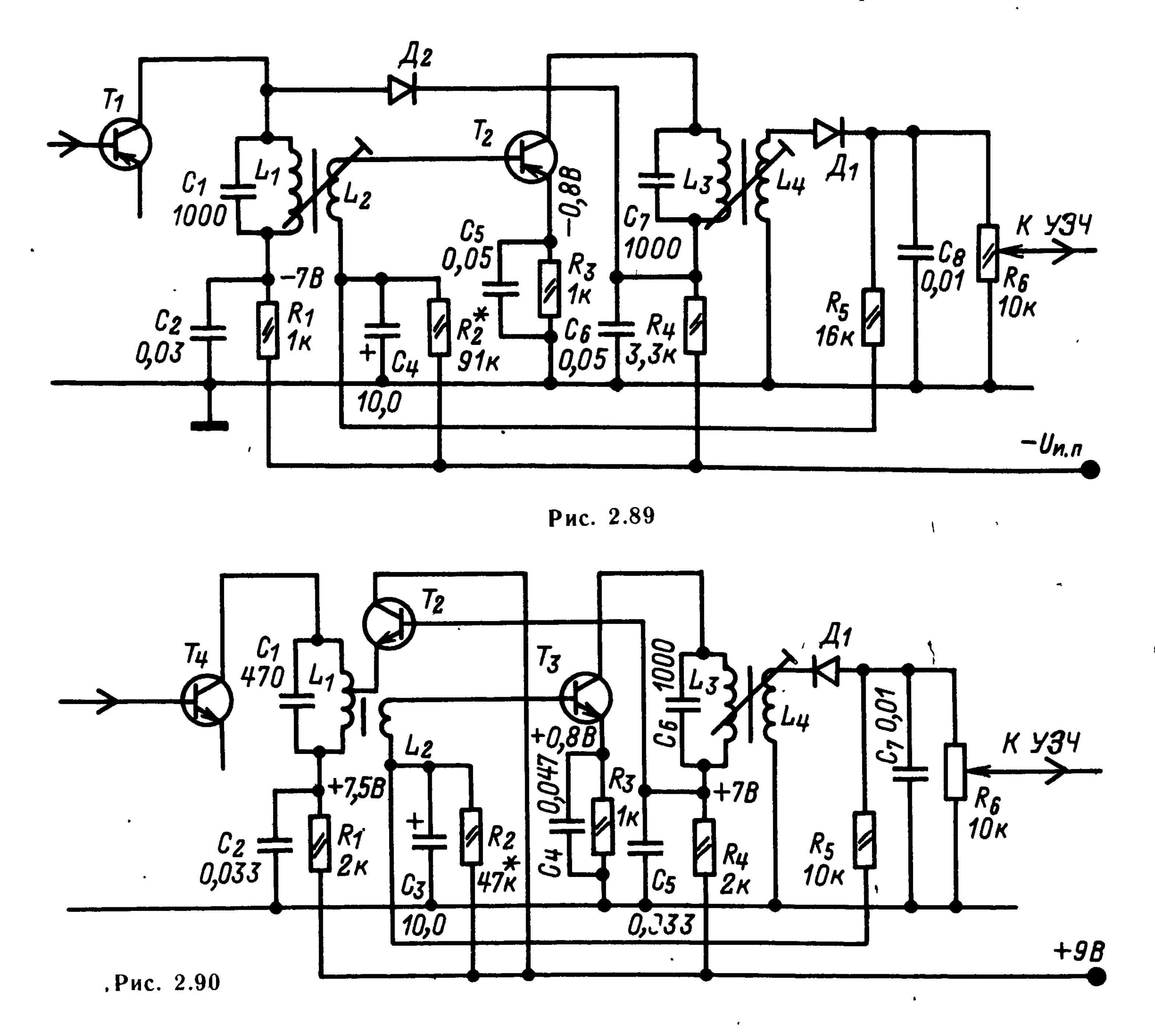


Рис. 2.89

Рис. 2.90

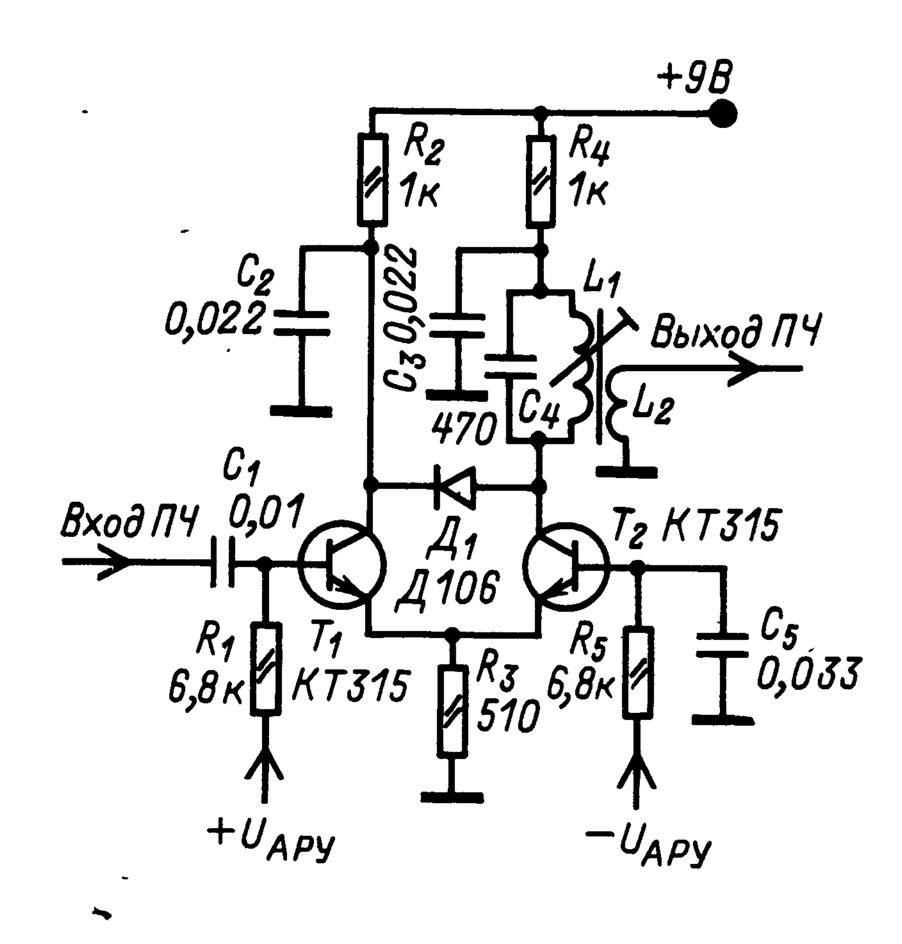


Рис. 2.91

T_3 открыт, а T_2 закрыт. С ростом сигнала за счет напряжения от детектора уменьшаются ток коллектора транзистора T_3, крутизна его характеристики и падение напряжения на резисторе R_4, что является причиной открывания транзистора T_2. При этом уменьшается динамическое сопротивление со стороны эмиттера и контур L_1C_1 шунтируется пропорционально уровню принимаемого сигнала. Глубина регулировки в этой цепи достигает 70 дБ.

Хорошими регулировочными характеристиками обладает цепь АРУ по схеме ОК—ОБ (рис. 2.91). Для постоянного тока транзисторы включены по схеме ОЭ и образуют дифференциальный усилитель. При подведении к базе T_1 регулирующего напряжения токи транзисторов перераспределяются вплоть до полного закрывания транзистора T_2. Если емкость эмиттер — коллектор этого транзистора мала, то можно получить эффективную АРУ (до 60—70 дБ на один каскад, работающий в режиме усиления или преобразования частоты).

Другой разновидностью цепи АРУ, использующей принцип разветвления токов в дифференциальном усилителе, является цепь по схеме на рис. 2.92. В этой цепи транзистор T_1 является

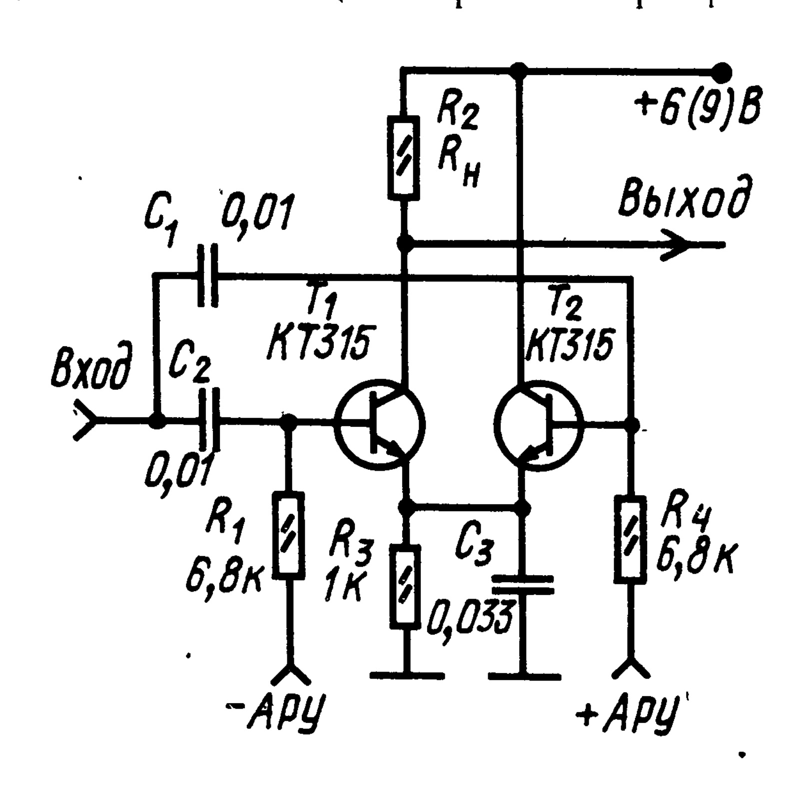


Рис. 2.92

усилителем сигналов ПЧ или преобразователем частоты и включен по схеме ОЭ. Транзистор T_2 служит только для целей АРУ, выполняя роль эмиттерного повторителя — усилителя мощности, регулирующего усиление сигнала, если данная цепь применяется в УПЧ. При работе транзистора T_1 в качестве преобразователя частоты (в том числе с совмещенным гетеродином) транзистор T_2 для цепей входного сигнала и гетеродина по переменному току включается параллельно транзистору T_1. Это обеспечивает постоянство параметров системы из двух транзисторов при перераспределении их токов. Нагрузка включается только в выходную цепь транзистора T_1. При применении такой схемы в УПЧ в коллекторную цепь транзистора T_2 можно включить светодиод, яркость свечения которого будет пропорциональна входному сигналу.

В простых приемниках без УРЧ, охваченного АРУ, применение АРУ в преобразователе частоты наиболее рационально, т. к. предотвращает перегрузку смесителя частот при большом резонансном сопротивлении контуров ФПЧ в коллекторной цепи (см. рис. 2.88).

В приемниках с дифференциальным усилителем регулирующее напряжение можно подводить как к базе транзистора T_1, так и к базе транзистора T_2, соблюдая при этом полярность, указанную на рис. 2.91. Это напряжение должно превышать (уменьшать) напряжение на базе транзистора на 25—50 мВ (без учета потерь в резисторах фильтра АРУ).

Все перечисленные цепи АРУ, построенные на регулировании режимов транзисторов по постоянному току, целесообразно применять в приемниках с параметрами, соответствующими II—IV классам ГОСТ с внутренней магнитной антенной. В таких приемниках напряжение на входе первого транзистора обычно не превышает 20—25 мВ, что позволяет получить неискаженный прием.

В стационарных транзисторных приемниках более высокого класса, предназначенных для работы с внешней антенной, напряжение на базе первого транзистора может быть выше 25 мВ, поэтому АРУ целесообразно выполнять с параметрическим делителем напряжения на входе, как это сделано в приемнике радиолы высшего класса «Виктория-Стерео-001» (рис. 2.93). При максимальной чувствительности приемника диод $Д_2$, стоящий в цепи обратной связи по току, открыт, усиление каскада максимально. По достижении входным сигналом порогового уровня потенциал в точке соединения диодов становится положительным, в результате чего диод $Д_2$ начинает увеличивать свое динамическое сопротивление, и ООС, возникающая из-за включения сопротивления диода последовательно с конденсатором блокировки эмиттера транзистора УВЧ, уменьшает усиление первого каскада. Одновременно начинает проводить диод $Д_1$, который при средних уровнях входного сигнала компенсирует возрастающее из-за ООС входное сопротивление транзистора УВЧ, а при дальнейшем увеличении сигнала начинает шунтировать входной контур, ухудшая его добротность и, следовательно, уменьшая коэффициент передачи напряжения.

Совместное действие указанных факторов позволяет получить глубину регулировки около 30 дБ и значительно повысить допустимый уровень сигнала на входе приемника по сравнению с указанным ранее. Применение такой цепи регулировки в дополнение к регулировке в УПЧ обеспечивает высокую эффективность АРУ.

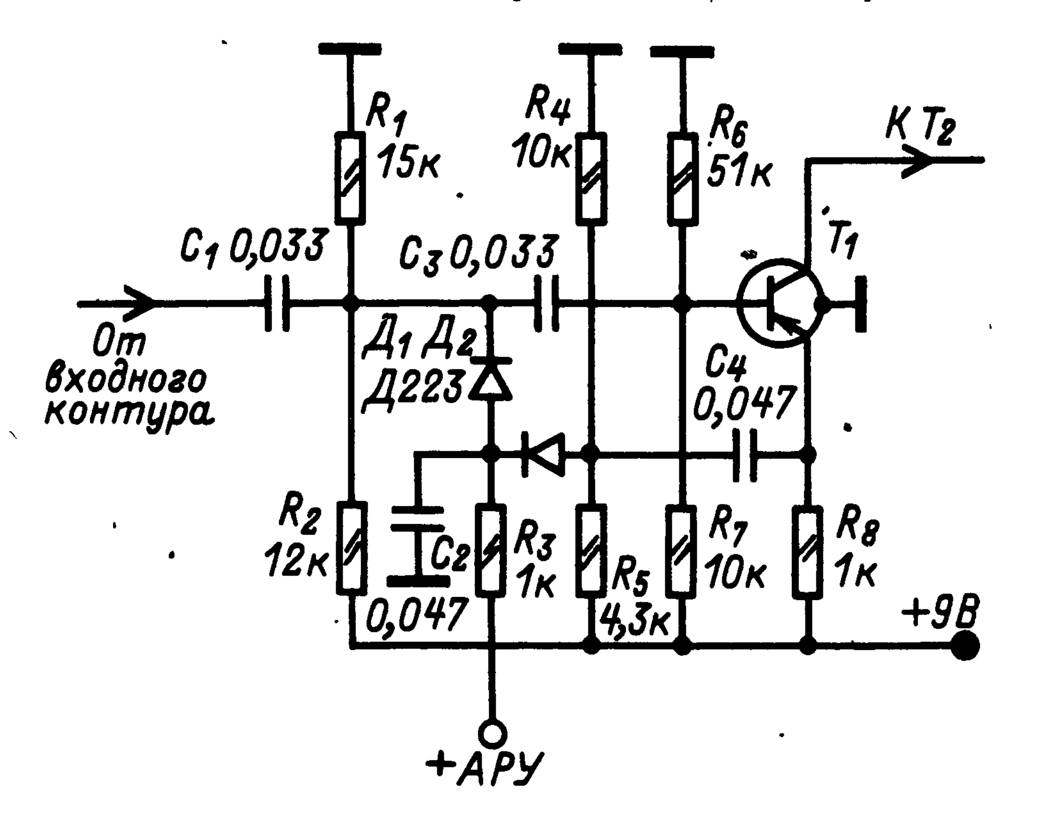


Рис. 2.93

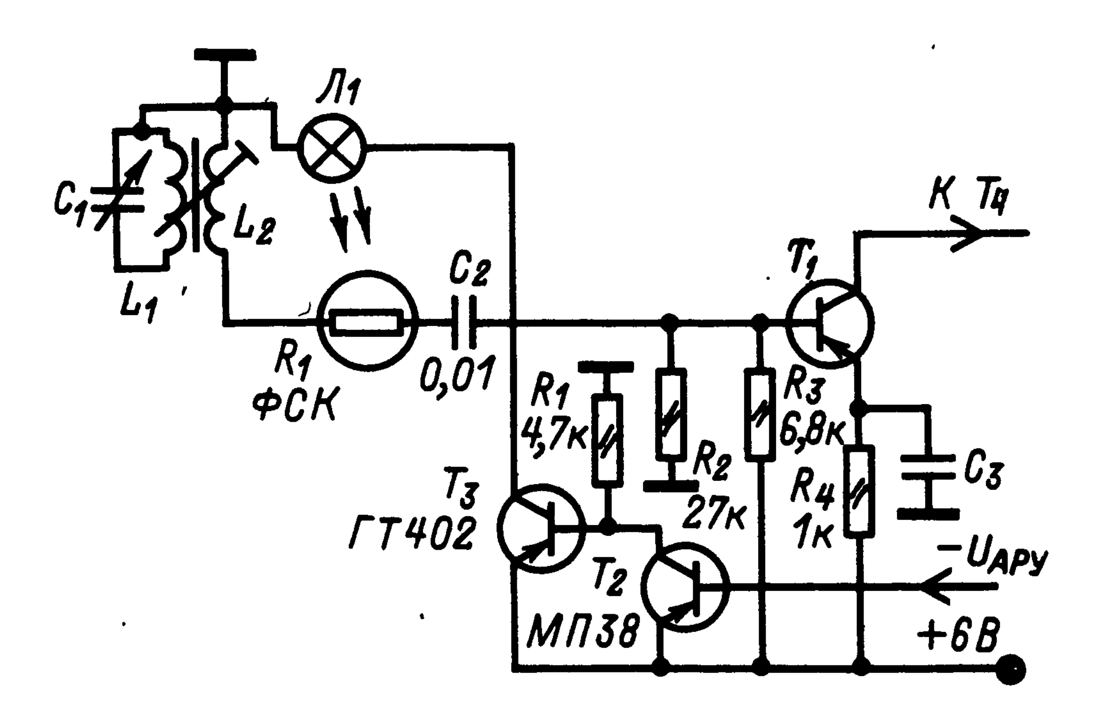


Рис. 2.94

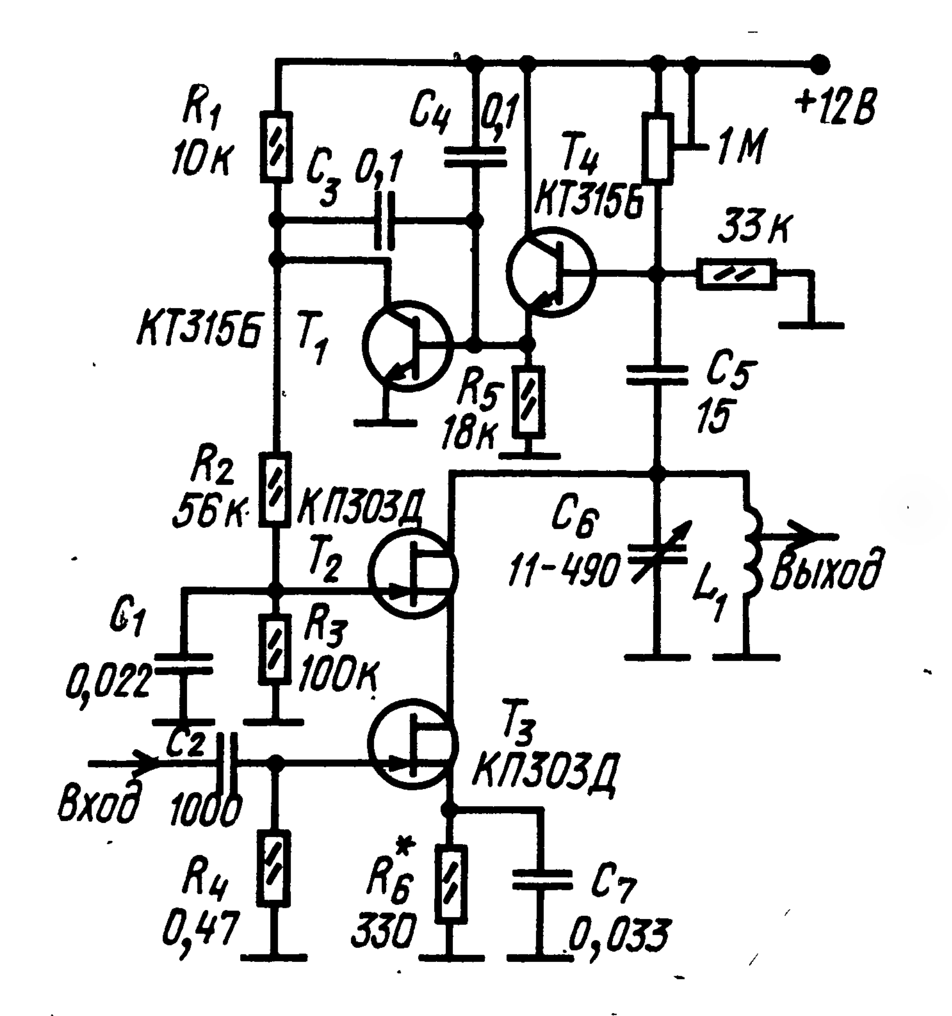


Рис. 2.95

Применение в качестве делителей напряжения элементов с нелинейной зависимостью сопротивления от напряжения (диодов и транзисторов) не позволяет полностью избавиться от перекрестных искажений при наличии мощных помех. На рис. 2.94 приведена схема делителя с фоторезистором, сопротивление которого не зависит от значения прилагаемого напряжения. При максимальной чувствительности приемника лампа $Л_1$ освещает фоторезистор R_1 и падение напряжения на нем минимально. С ростом сигнала транзистор T_2 открывается и закрывает транзистор T_3, в коллекторную цепь которого включена лампа $Л_1$. Освещенность фоторезистора падает, что приводит к повышению его сопротивления и уменьшению напряжения на входе транзистора T_1. Применение такой цепи АРУ целесообразно в стационарных приемниках с питанием от сети, в которых можно не считаться с мощностью, потребляемой лампой накаливания.

При изготовлении следует предусмотреть защиту фоторезистора от попадания постороннего света. Монтаж необходимо выполнять таким образом, чтобы проходная емкость входной контур — вход транзистора была минимальной. Максимальное напряжение на входе приемника при применении такой защиты может достигать десятков вольт при настройке приемника в резонанс на частоту этого напряжения. Это обстоятельство подчеркнуто здесь потому, что следует иметь в виду невозможность защиты входного каскада приемника от перегрузки помехами, частоты которых близки к принимаемой частоте, но не попадают в полосу пропускания ПЧ и не создают регулирующего напряжения.

Для предотвращения перегрузки первых каскадов приемника при большом уровне на входе применяются многокольцевые цепи АРУ. Простейшая из них, двухкольцевая, показана на рис. 2.95. В этой схеме изображено первое кольцо АРУ, действующее только на УРЧ. Второе кольцо может охватывать остальные каскады, как это было показано ранее. Любой сигнал, частота которого попадает в полосу пропускания УРЧ, а уровень достаточен для срабатывания АРУ, ослабляется до уровня, допустимого для нормальной работы последующих каскадов. При этом ослабляется и полезный принимаемый сигнал, поэтому порог в первом кольце АРУ должен быть тщательно отрегулирован, так чтобы АРУ срабатывала только при уровнях сигнала, приводящих без АРУ к перегрузке, а в УРЧ должны быть применены активные элементы, неискаженно усиливающие этот сигнал.

Автоматическая подстройка частоты

Частотный детектор приемника ЧМ вырабатывает напряжение постоянного тока, пропорциональное расстройке приемника по отношению к частоте сигнала, а знак его соответствует направлению ухода частоты при расстройке. Поэтому, отфильтровав это напряжение от ЗЧ состав-

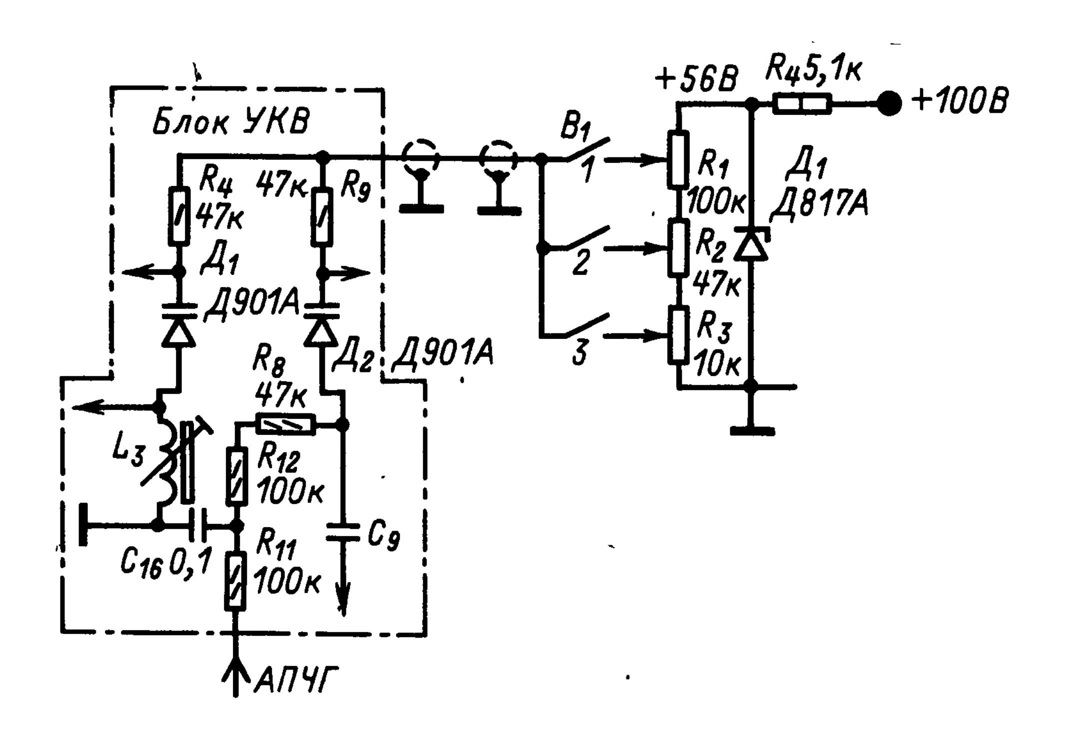


Рис. 2.96

ляющей, его можно подвести к управляющему элементу, подключенному к контуру гетеродина для уменьшения ухода частоты гетеродина. В зависимости от усиления в цепи АПЧ происходит в большей или в меньшей степени компенсация расстройки. Остаточная расстройка (обычно незначительная), которую цепь АПЧ не может компенсировать, не сказывается на нормальной работе приемника.

Наиболее часто АПЧ применяется в приемниках с диапазоном УКВ. Это определяется, во-первых, значительными абсолютными величинами ухода частоты гетеродина на УКВ и, во-вторых, обязательным наличием в приемнике ЧМ частотного детектора, так что для осуществления АПЧ достаточно только введения управляющего элемента, как это сделано на рис. 2.77. Кроме того, в современных РВ приемниках в диапазоне УКВ часто применяется фиксированная кнопочная настройка на радиостанции. Частота настройки может изменяться со временем из-за различных дестабилизирующих факторов. В этом случае применение АПЧ обеспечивает необходимое качество работы приемника.

Применение варикапов для перестройки контуров в блоке УКВ (см. § 2.7) позволяет создать приемник ЧМ с настройкой клавишным или кнопочным переключателем, через который к варикапам подводится стабилизированное напряжение, необходимое для настройки на ту или иную радиостанцию (рис. 2.96). Значения управляющих напряжений, соответствующих настройке на три станции, устанавливают переменными резисторами R_1 — R_3. Напряжение от ЧД подводится только к варикапу контура гетеродина (хотя оно может быть подведено и к варикапам контуров УРЧ). Для получения малой остаточной расстройки необходима большая крутизна регулирования частоты, которая может быть получена либо при большом уровне напряжения на выходе ЧД, либо при введении в цепь АПЧ УПТ. Получение большого напряжения на выходе ЧД в транзисторных приемниках затруднительно, поэтому в них целесообразно применить УПТ, как это показано на рис. 2.97. Здесь необходим кремниевый транзистор, рассчитанный на напряжение питания 60—80 В.

Усиление действия АПЧ можно получить, использовав вместо варикапа в контуре гетеродина транзистор со сравнительно большой емкостью перехода коллектор — база. При подведении управляющего напряжения к базе (рис. 2.98) транзистор работает как УПТ и при небольшом изменении напряжения на выходе ЧД значительно изменяет свою емкость, а следовательно, и частоту гетеродина. В качестве транзистора T_1 можно применять НЧ транзисторы МП35 — МП41 в зависимости от полярности источника питания приемника.

При налаживании АПЧ может возникнуть явление «выталкивания» частоты гетеродина управляющим элементом. Оно связано с неправильным фазовым соотношением напряжений, поступающих на диоды ЧД с первичной и вторичной катушек контуров фазосдвигающего трансформатора ПЧ. Для восстановления правильного соотношения фаз необходимо поменять местами точки подсоединения вторичной катушки к диодам детектора.

В приемниках с синхронным детектором применяется цепь фазовой АПЧ. Реактивные элементы подстройки контура гетеродина остаются теми же, что и при частотной АПЧ.

Электронная система автоматической настройки приемников (рис. 2.99). Генератор поиска вырабатывает пилообразное напряжение, размах которого должен быть не менее необходимого для перестройки в заданном диапазоне частот блока настройки, в котором в качестве переменных емкостей используются варикапы.

В качестве генератора поиска может быть использован цикл заряд — разряд конденсатора,

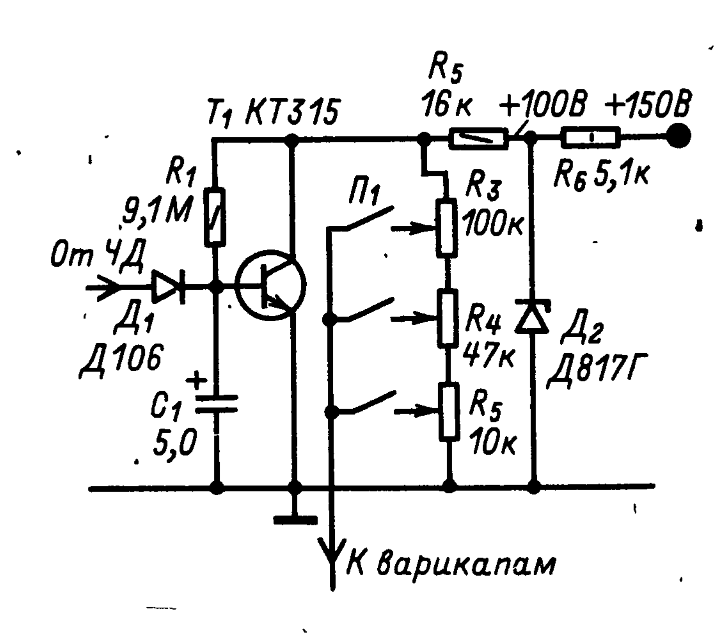


Рис. 2.97

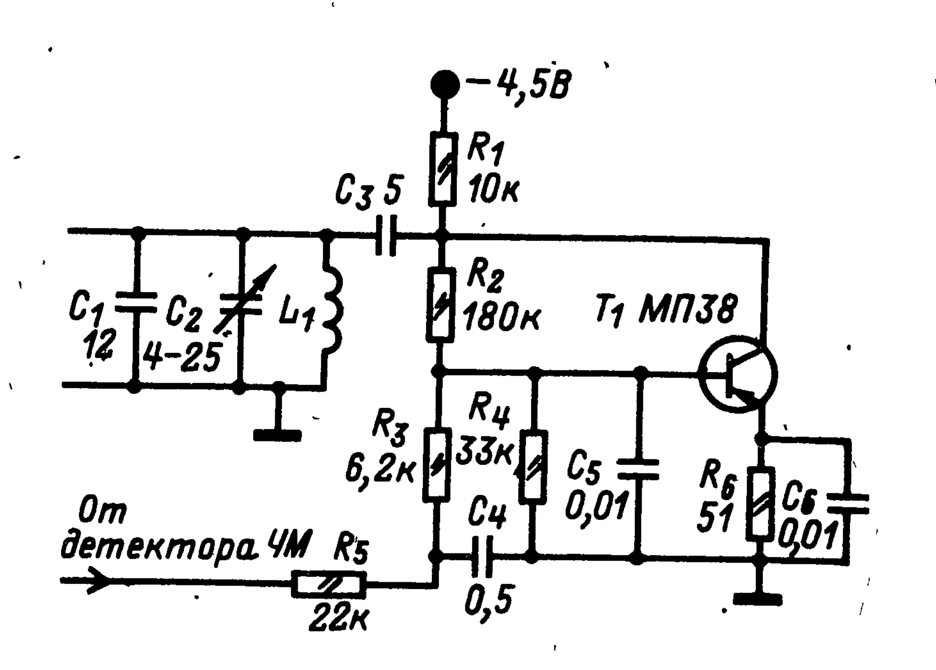


Рис. 2.98

который для линеаризации изменения напряжения во времени включен в цепь обратной связи, как это сделано на рис. 2.100. Конденсатор в этой цепи разряжается вручную кнопкой $Кн_1$. При поступлении на вход устройства напряжения с выхода ЧД, противодействующего изменению напряжения на конденсаторе, транзистор T_1 переходит в режим слежения; приемник настроен на радиостанцию.

В устройстве по схеме на рис. 2.101 цикл настройки непрерывен из-за того, что после достижения максимального напряжения на выходе устройство приходит в начальное состояние и повторяет цикл сначала. При желании перестроиться с одной радиостанции на другую необходимо кратковременно отсоединить или замкнуть выход ЧД приемника.

В последнее время широкое распространение получают цифровые генераторы поиска, которые вырабатывают ступенчатое напряжение настройки с шагом, гарантирующим настройку на каждую радиостанцию в диапазоне частот, принимаемых приемником. Схема одного из таких устройств приведена на рис. 2.102. Счетчик импульсов на экономичных триггерах из серии 176 заполняется импульсами от вспомогательного генератора с частотой 1—10 Гц. Выходные напряжения триггеров складываются на резисторной матрице и создают ступенчато изменяющееся напряжение сравнительно небольшого уровня, которое усиливается до необходимого для настройки значения масштабным усилителем на основе операционного усилителя, охваченного ООС по постоянному току.

Недостаток всех устройств АН на этой основе — необходимость настройки на радиостанции с одной стороны по частотной шкале. Настройка на ранее принимаемую радиостанцию возможна только после возврата в начало цикла. От этого недостатка свободны устройства цифровой АН с реверсивными счетчиками или на основе микропроцессоров с большим объемом памяти. В этом случае «запоминаются» в цифровом виде все уровни напряжения настройки на заданные радиостанции или частота гетеродина, обеспечивающая настройку на ту или иную радиостанцию. Разработка таких устройств вполне под силу квалифицированным радиолюбителям.

Сенсорное управление. Более простым видом автоматической настройки является фиксированная настройка на ограниченное число уверенно принимаемых радиостанций. О ней уже упоминалось в разделе, посвященном АПЧ, где рассматривалось кнопочное переключение фиксированных программ. Широкое применение в приемниках варикапов (варакторов) как органов настройки позволило заменить менее надежные механические переключатели электронными переключателями с сенсорным управлением. Наиболее простым сенсорным устройством для выбора и запоминания одной программы является устройство по схеме на рис. 2.103. Конденсатор C_1 через резистор R_1 заряжается до напряжения, при котором приемник настраивается на какую-либо радиостанцию при замыкании через сопротивление кожи пальца сенсорных контактов E_1. При разрыве цепи благодаря высокому сопротивлению изоля-

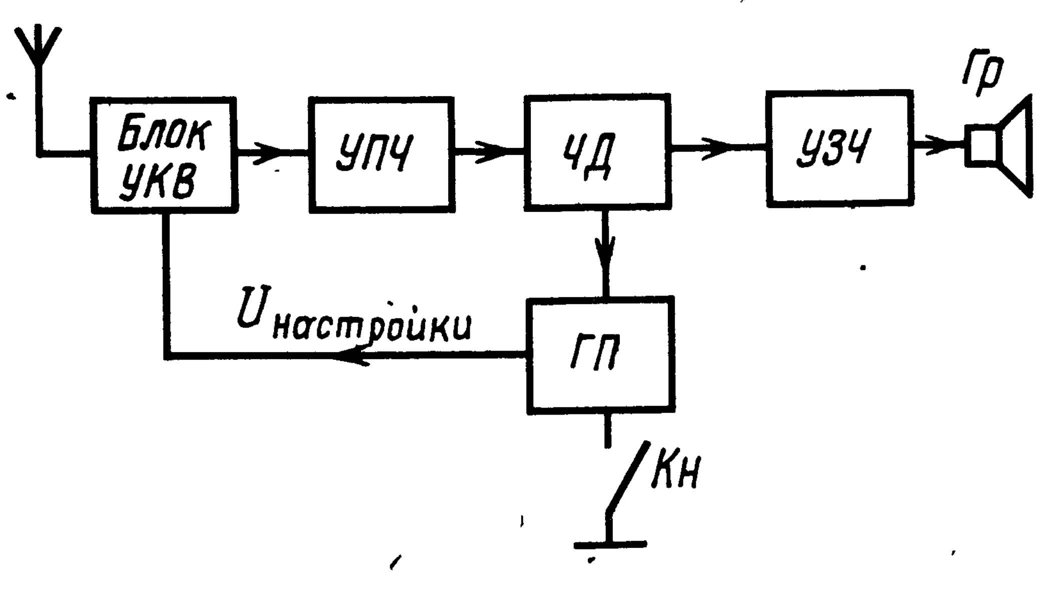


Рис. 2.99

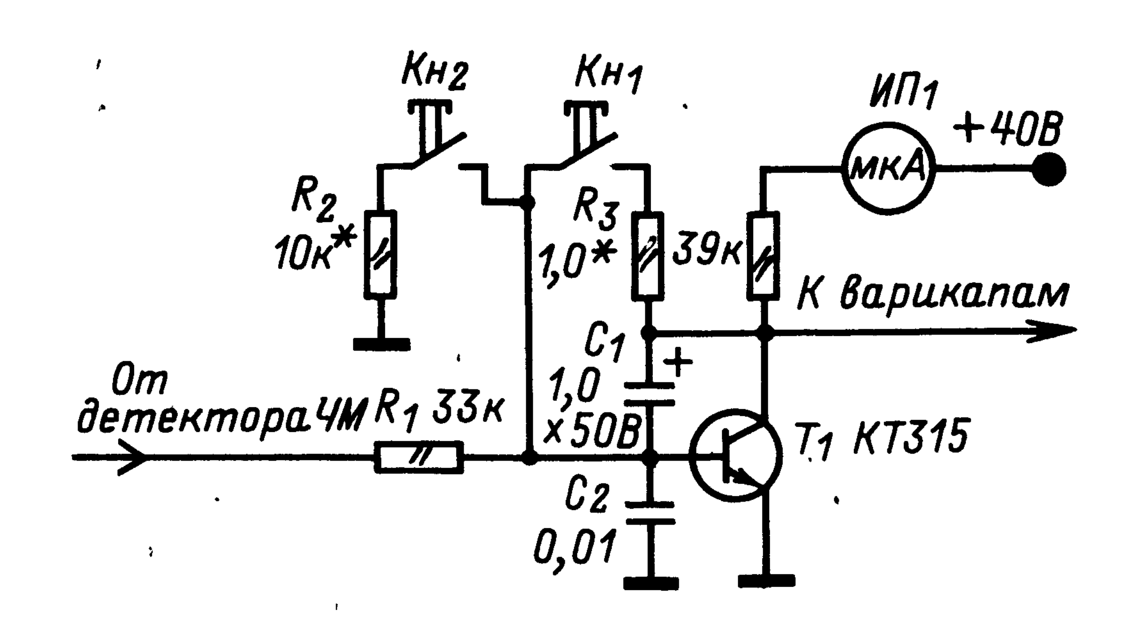


Рис. 2.100

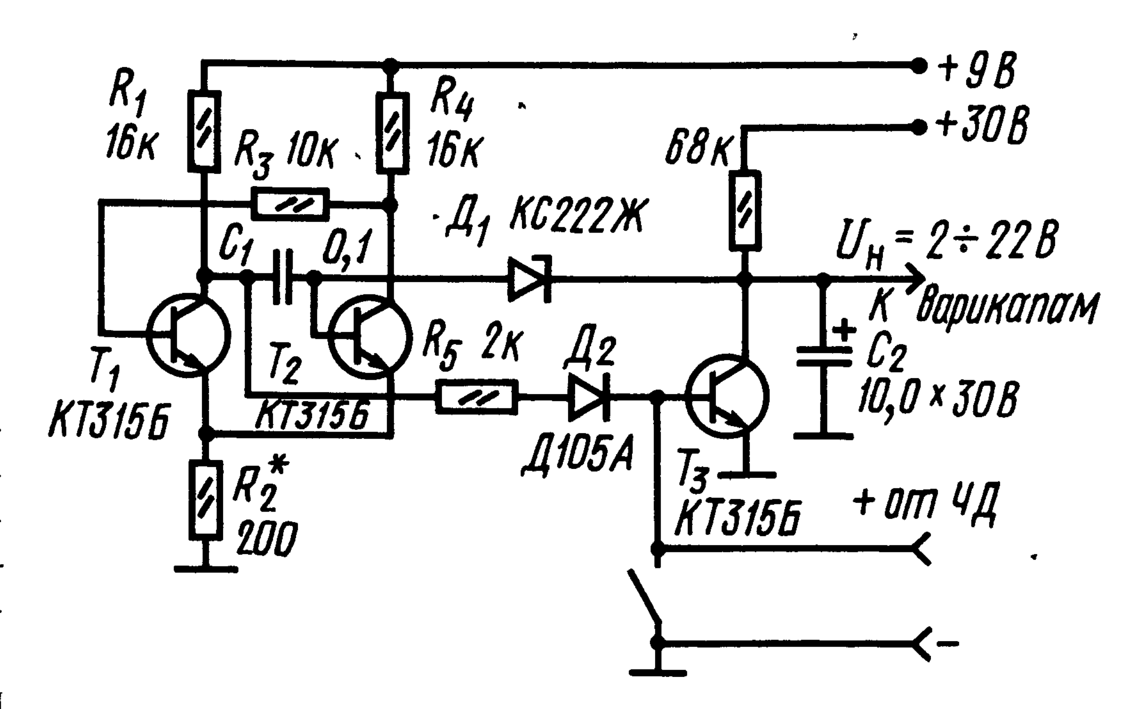


Рис. 2.101

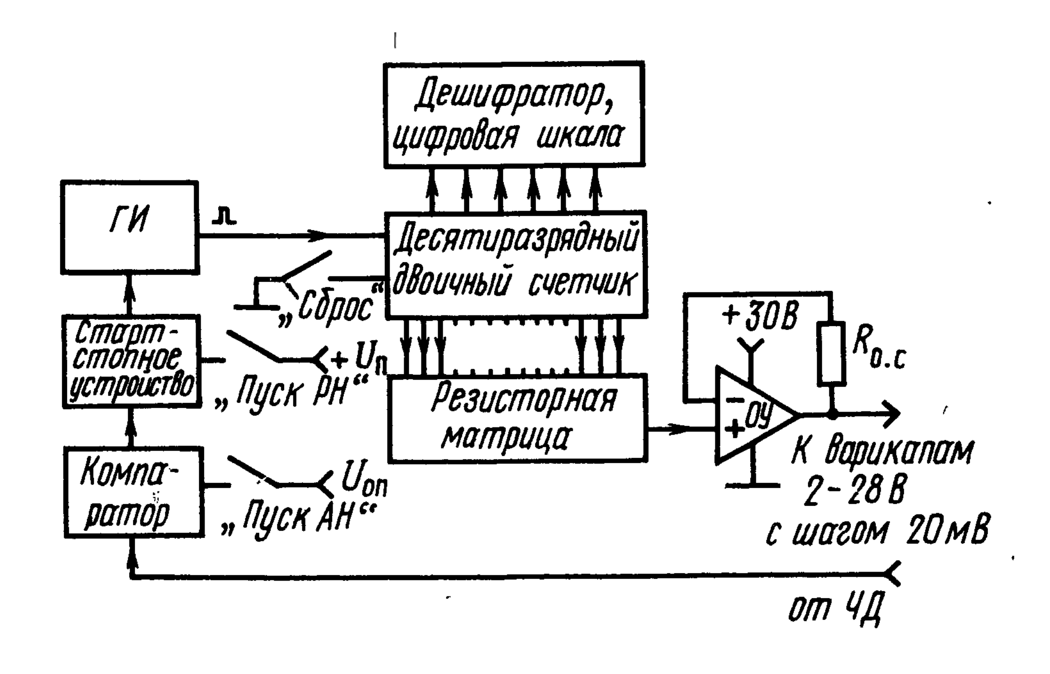


Рис. 2.102

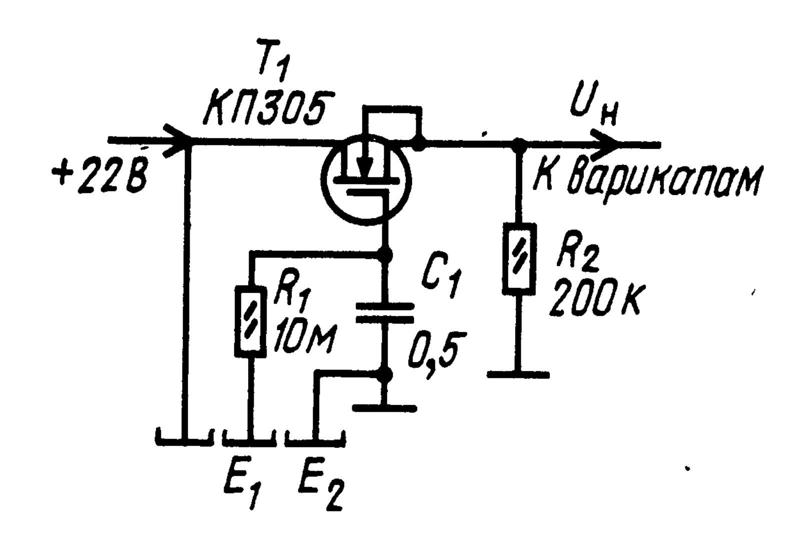


Рис. 2.103

ции конденсатора C_1 напряжение на затворе полевого транзистора T_1 остается постоянным в течение нескольких часов. При замыкании сенсорных контактов E_2 конденсатор разряжается через сопротивления кожи пальца и резистор R_1, напряжение на нем уменьшается до настройки на другую радиостанцию и т. д. При изменении напряжения на затворе транзистора T_1 от 0 до 22 В напряжение на истоке транзистора изменяется от 2—2,5 В до 20 В. Подложка, обычно соединенная с корпусом транзистора, соединяется с истоком или остается не соединенной с другими цепями. Недостаток такого устройства — большая зависимость стабильности настройки на радиостанцию от влаги.

Другим видом сенсорного устройства, позволяющим при необходимости получить значительные токи в нагрузке, является сенсорный переключатель, представленный на рис. 2.104. При первоначальном включении в этом устройстве всегда включается ячейка на транзисторах T_1 — T_2 благодаря заряду конденсатора C_1. Ячейка переключается при замыкании сенсорных контактов, например E_2, через которые напряжение переменного тока подводится к базе транзистора T_4 и кратковременно открывает его, после чего это состояние удерживается в результате возникающего на коллекторе транзистора T_3 напряжения через резистор R_{14}, диод $Д_3$ и резистор R_{13}.

На рис. 2.105 приведена схема сенсорного переключателя на тринисторах. Переход любого из тринисторов в открытое состояние осуществляется при касании пальцем одного из сенсорных контактов E_1 — E_4. Ранее включенные ячейки выключаются коммутирующими конденсаторами

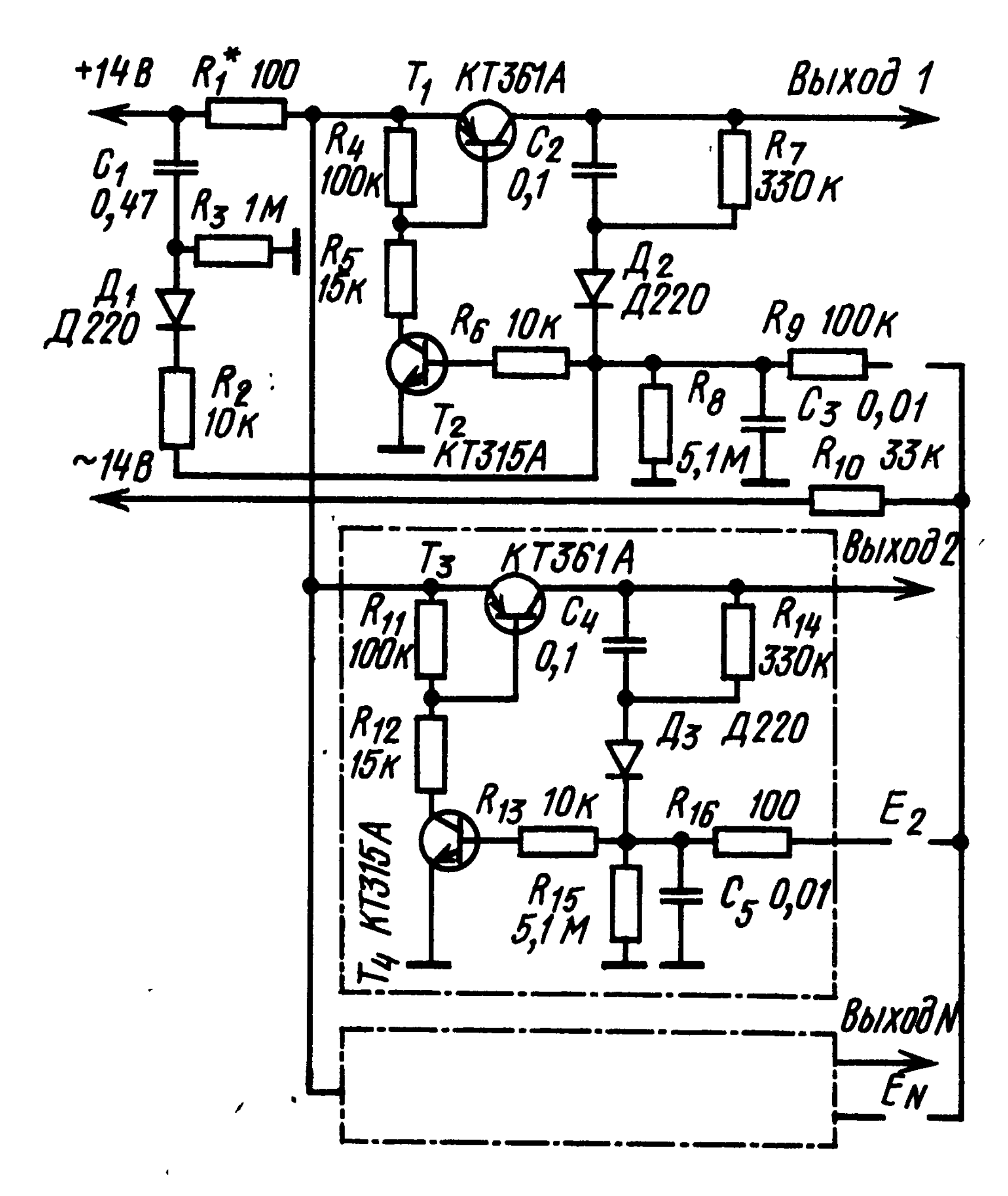


Рис. 2.104

C_1 —C_4. Рабочий ток ламп накаливания не должен превышать максимально допустимого тока для тринисторов (для КУ101А — 75 мА). Емкость коммутирующих конденсаторов зависит от числа сенсорных ячеек и подбирается при налаживании. Вместо ламп могут быть включены светодиоды с ограничительными резисторами. Сравнительно большой ток коммутации позволяет применить данное сенсорное устройство для коммутации диапазонов в приемнике с использованием коммутирующих диодов, как это представлено на рис. 2.106 для входных цепей. Цепи гетеродина можно коммутировать таким же образом.

Бесшумная настройка. К устройствам автоматики в приемнике относится система бесшумной настройки, которая исключает шумы в процессе перестройки приемника с программы на программу или блокирует его в тех случаях, когда радиостанция, на которую был настроен приемник, прекращает работу. Одна из схем такого устройст-

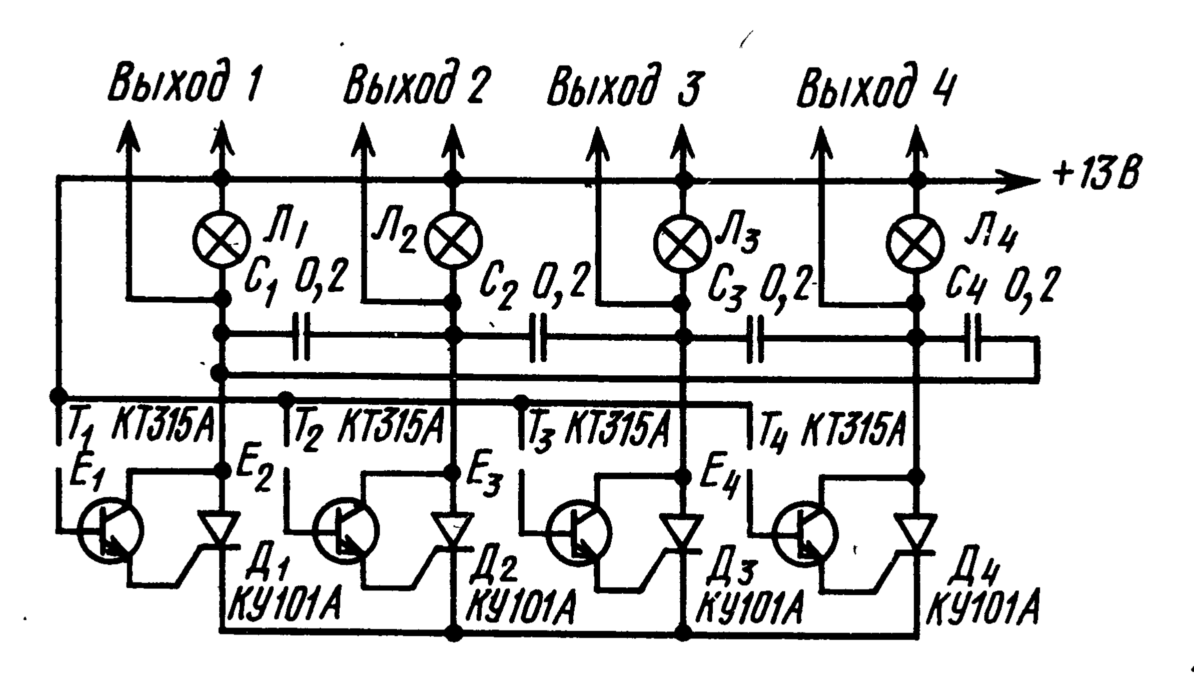


Рис. 2.105

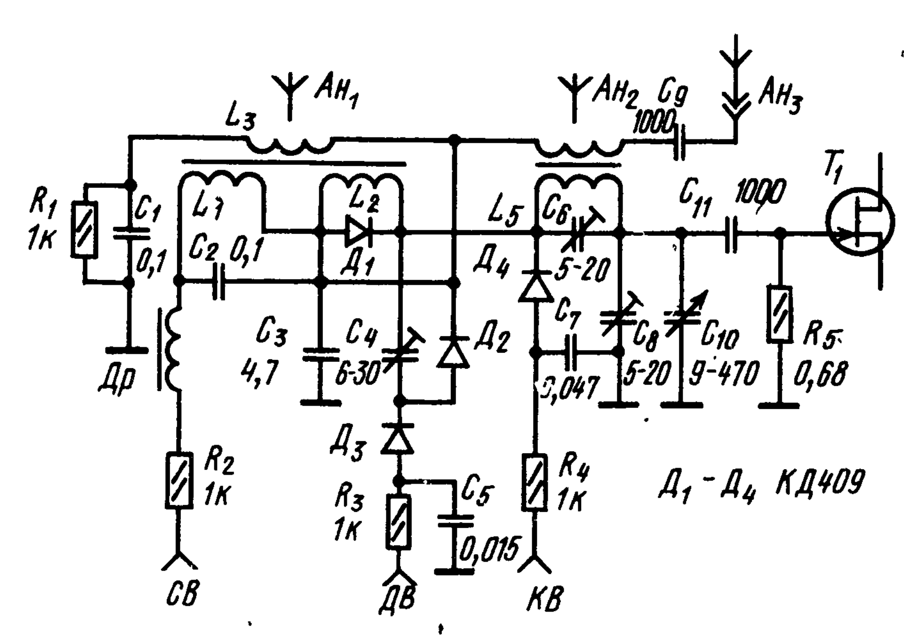


Рис. 2.106

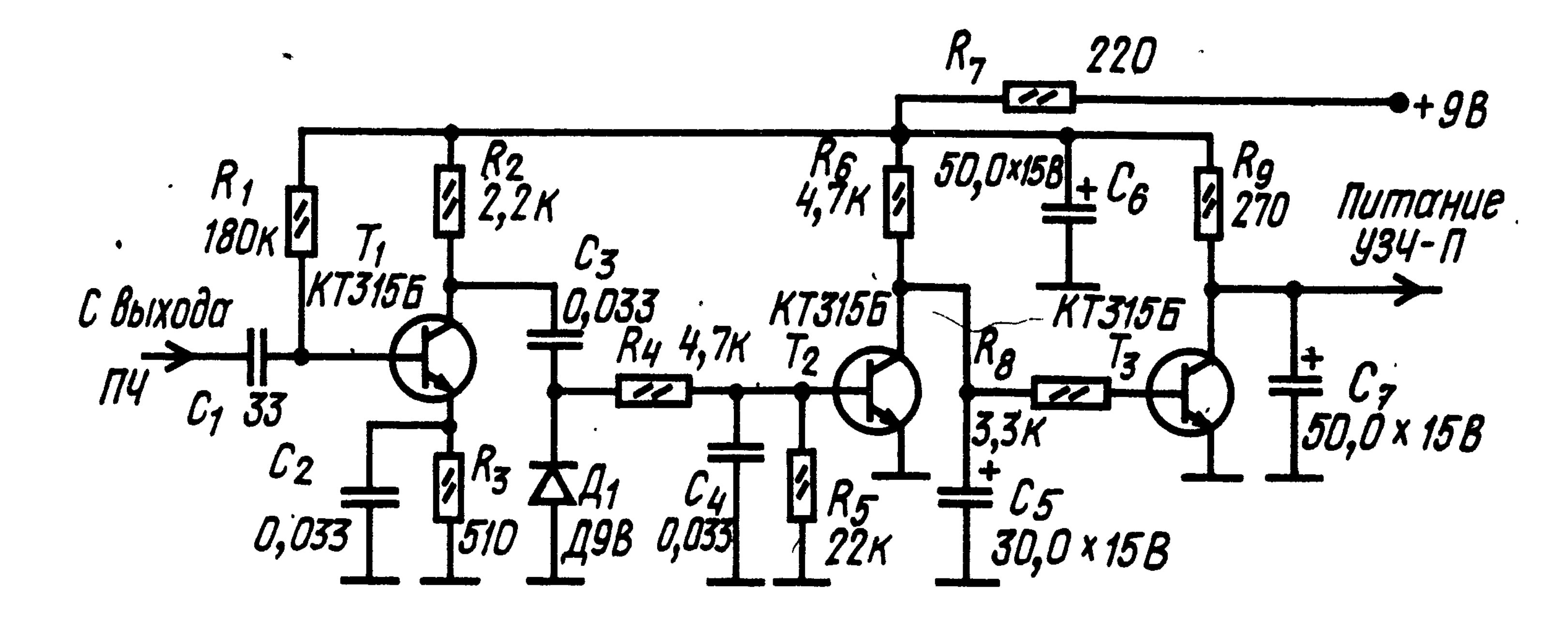


Рис. 2.107

ва, примененная в приемнике «Рига-104», приведена на рис. 2.107. При включенной бесшумной настройке на ее выходе (на коллекторе транзистора T_3) напряжение близко к напряжению источника питания и используется для питания предварительного УЗЧ. Это получается в результате выпрямления диодом $Д_1$ дополнительно усиленного сигнала ПЧ транзистором T_1. Выпрямленное напряжение открывает транзистор T_2 и тем самым закрывает транзистор T_3. Отсутствие необходимого уровня сигнала ПЧ открывает транзистор T_3 и снимает напряжение питания с УЗЧ.

Для питания цепей настройки при использовании варикапов, как правило, необходим источник довольно высокого напряжения. Наиболее экономичным преобразователем напряжения является генератор напряжения прямоугольной формы, однако широкий спектр излучаемых им помех требует тщательной фильтрации всех цепей, соединяющих его с остальными каскадами приемника. Хорошие результаты могут быть получены с генератором синусоидальных колебаний, например по схеме на рис. 2.108. Транзистор T_1 с контуром $L_1C_1C_2$ образует генератор, включенный по трехточечной схеме. Напряжение, полученное на контуре, выпрямляется диодом $Д_1$ и подводится к нагрузке (резистору настройки R_4) и системе стабилизации напряжения на транзисторе T_2 и стабилитроне $Д_2$. Стабильность напряжения настройки достигается при уменьшении напряжения питания в 2 раза. При необходимости получения напряжения настройки, отличного от указанного на схеме, необходимо изменить число витков катушки связи L_2. Это же следует сделать и при изменении напряжения питания. Приведенный преобразователь рассчитан для работы в экономичном миниатюрном приемнике с напряжением питания 3—4,5 В.

Индикаторы настройки. Для индикации точной настройки на радиостанцию применяются микро- и миллиамперметры, лампы накаливания и светодиоды. В тюнерах высокого класса в качестве индикаторов точной настройки, в том числе на стереосигнал, применяют специальные электронно-лучевые трубки.

Для индикации «по минимуму» стрелочный индикатор проще всего включить по схеме на рис. 2.109. Если напряжение питания каскада УПЧ, охваченного АРУ, более 5—6 В, то светодиодный индикатор $Д_1$ включают в разрыв цепи коллектора транзистора T_1 по схеме на рис. 2.110. В том случае, когда яркость свечения светодиода при токе коллектора 0,7—1 мА недостаточна, следует применить УПТ на транзисторе T_2 в схеме на рис. 2.111. Ток через светодиод ограничивается

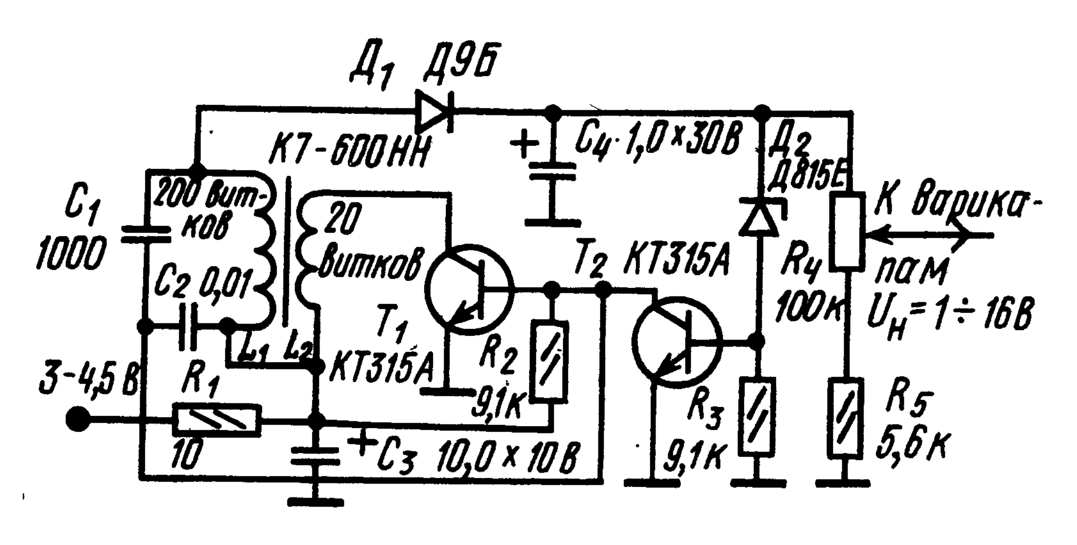


Рис. 2.108

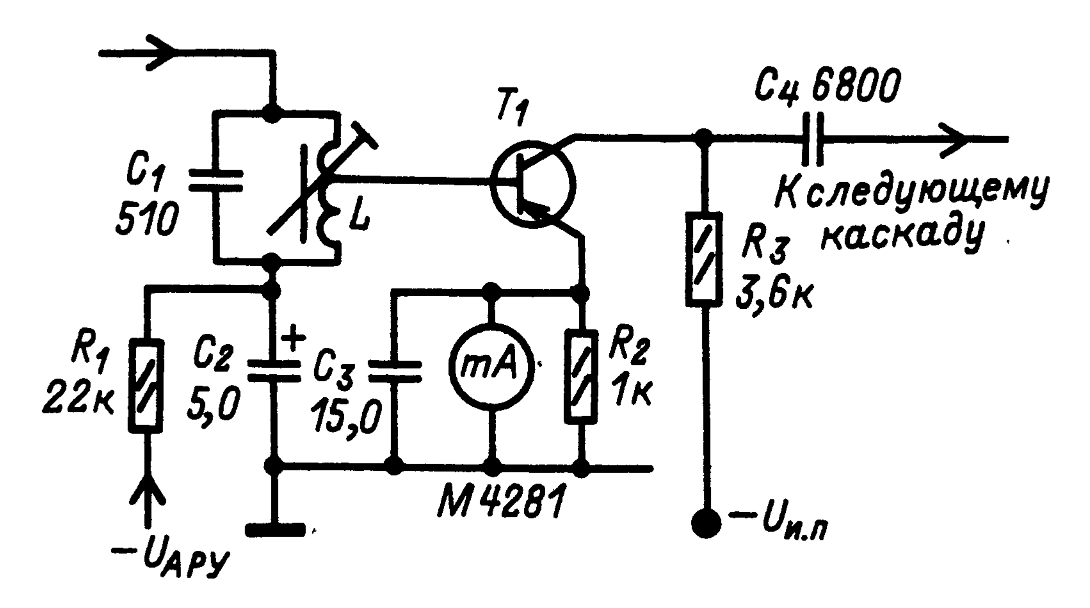


Рис. 2.109

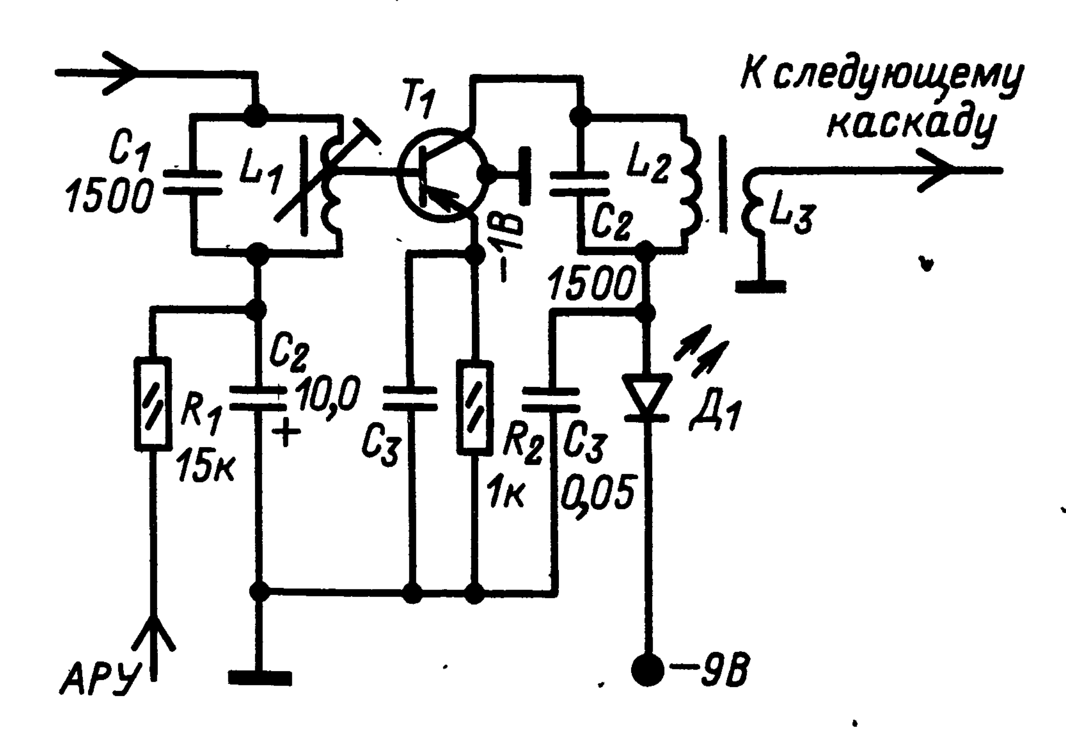


Рис. 2.110

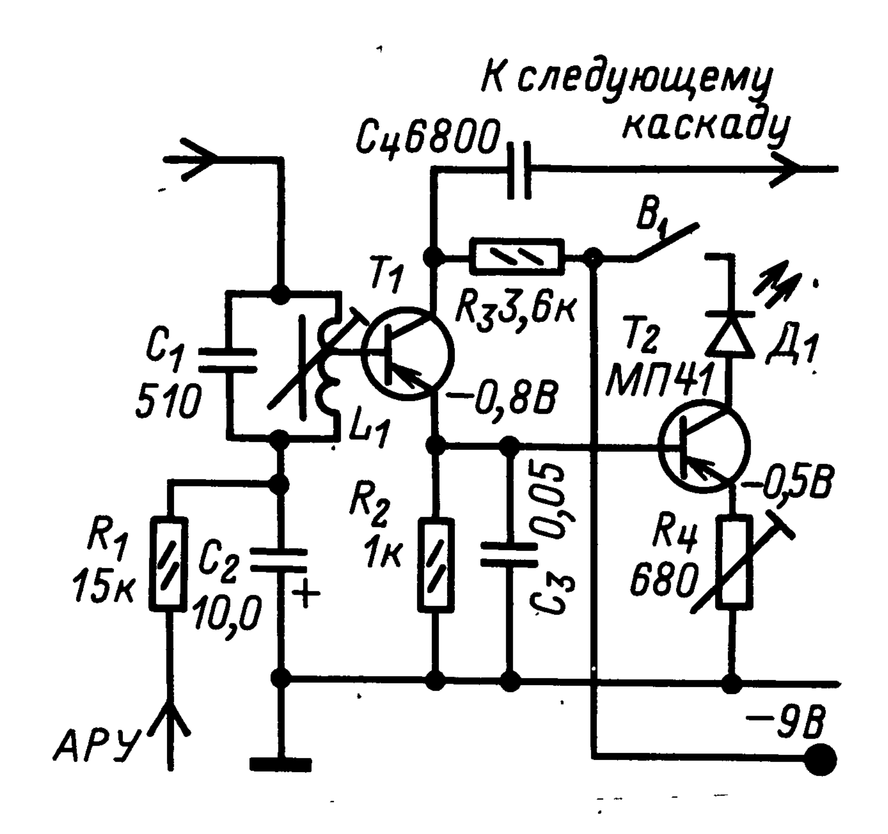


Рис. 2.111

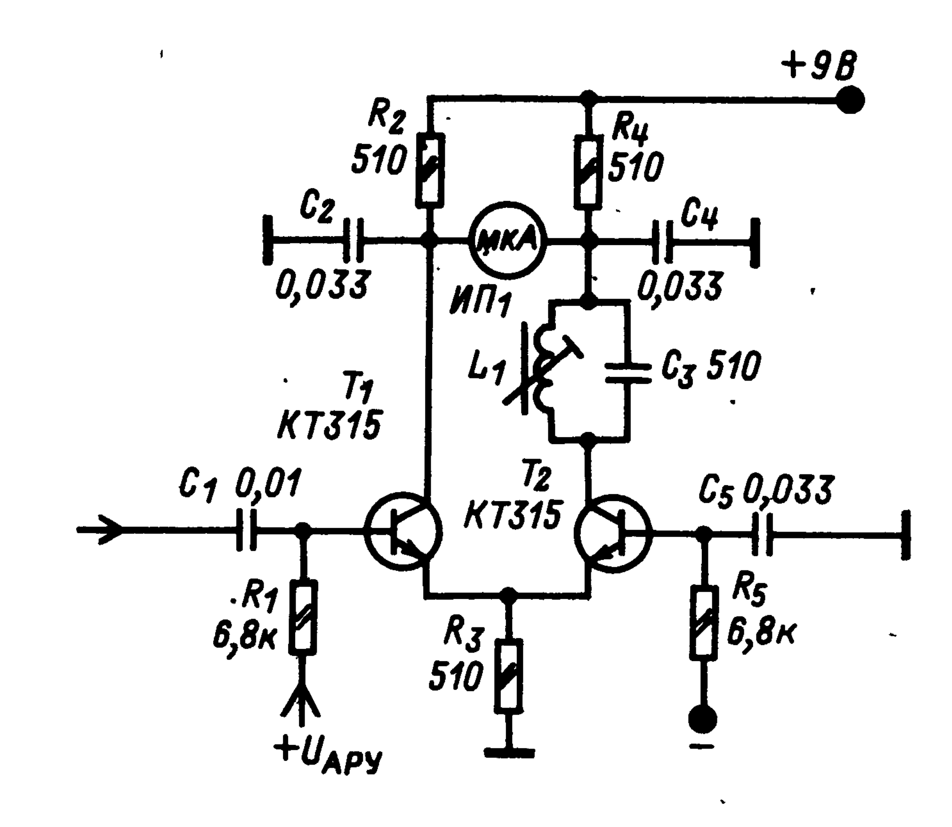


Рис. 2.113

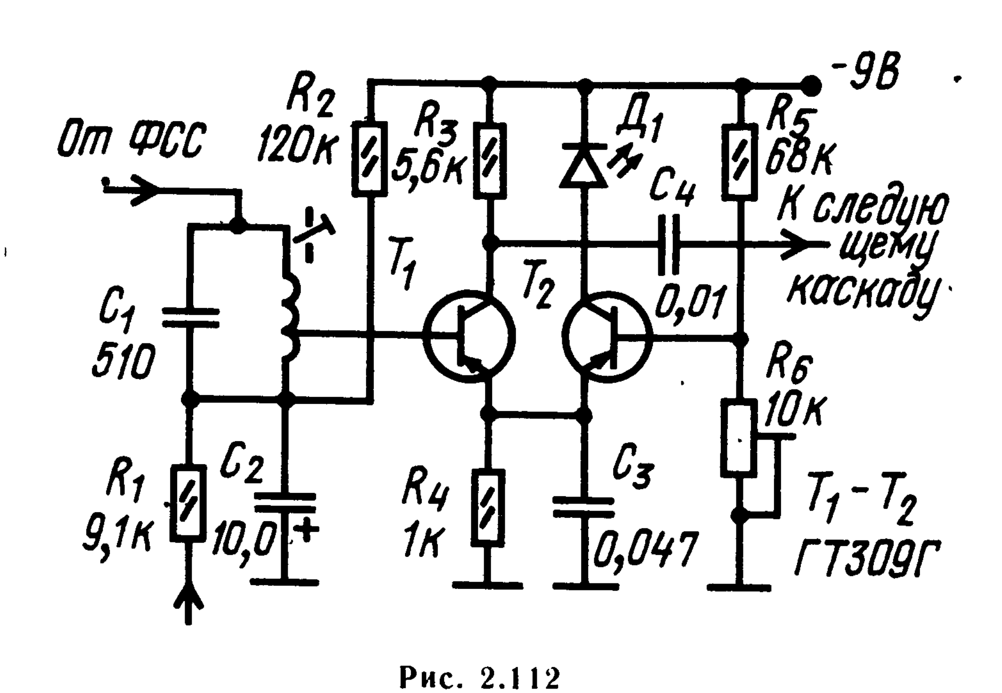


Рис. 2.112

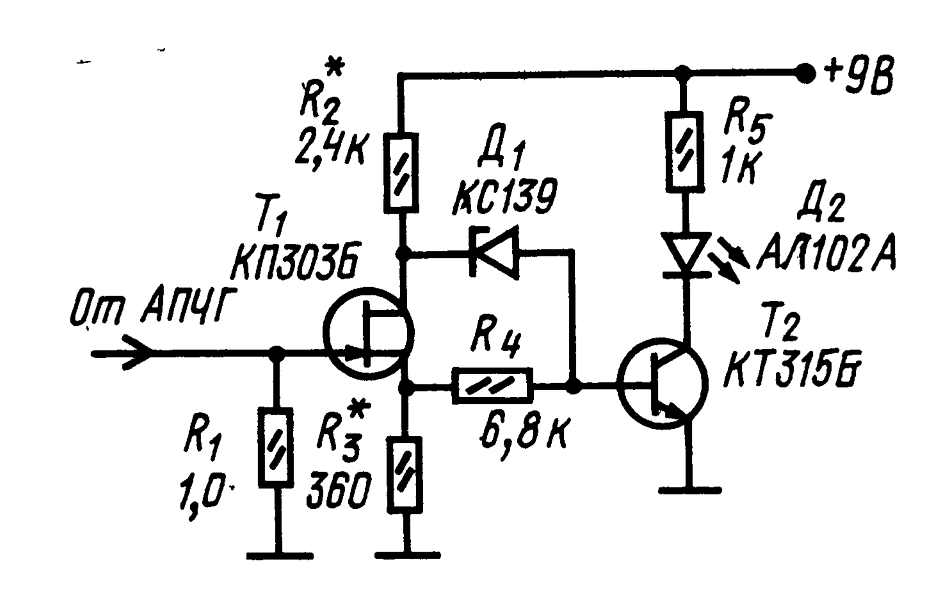


Рис. 2.114

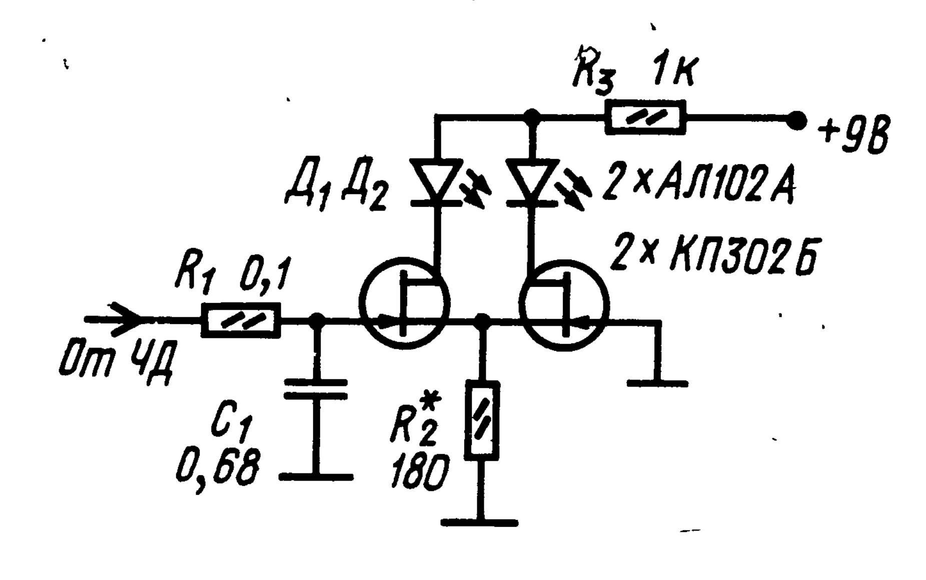


Рис. 2.115

резистором R_4. При отсутствии светодиода вместо него можно включить миниатюрную лампу накаливания, рассчитанную на соответствующее напряжение питания и ток свечения 20—50 мА. Для экономии энергии питания предусмотрен выключатель индикатора настройки B_1.

При желании иметь индикатор настройки, работающий по «максимуму», светодиод или микроамперметр включают по схеме на рис. 2.112 в цепь коллектора транзистора УПТ в системе АРУ или в диагональ моста, образованного резисторами развязки в схеме на рис. 2.113. Возможно включение индикатора настройки и на выход ЧД по схеме на рис. 2.114 с одним светодиодом или по схеме на рис. 2.115 с двумя светодиодами. В последнем случае точной настройке на радиостанцию соответствует одновременное свечение обоих светодиодов с одинаковой яркостью.

2.11. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Общие сведения

Современные промышленные РВ приемники развиваются по пути повышения качества радиоприема, упрощения управления, повышения стабильности характеристик, повышения технологичности производства. Радиолюбительские конструкции также должны учитывать эти тенденции.

Повышение селективности, эффективности АРУ и уменьшение коэффициента гармоник часто достигаются введением ряда дополнительных элементов (пьезокерамических и электромеханических фильтров). Однако все расширяющееся производство транзисторов и интегральных микросхем позволяет усложнять приемники без существенного увеличения их стоимости. Кроме то-

го, усложнение внутренней структуры микросхем часто приводит к упрощению остальной части приемника. Применение микросхем серии К237 уже сегодня позволяет создавать приемники, отвечающие требованиям II класса ГОСТ в переносном, стационарном и автомобильном исполнении. Налаживание таких приемников сводится к регулировке 1—2 подстроечных резисторов и настройке контуров.

По мере появления в продаже микросхем, транзисторных сборок и отдельных универсальных транзисторов радиолюбительские приемники также изменятся в сторону увеличения числа активных элементов при одновременном упрощении налаживания.

Основным типом приемника, удовлетворяющим почти все запросы радиослушателя и приемлемым с точки зрения самостоятельного изготовления и налаживания, является супергетеродинный приемник с характеристиками, соответствующими II классу ГОСТ. Поэтому в этом разделе приведены типовые схемы приемников именно этого класса (исключением является схема простейшего приемника прямого усиления).

Кроме унифицированного приемника с применением микросхем серии К237 приведены схемы приемников, при разработке которых основное внимание было направлено на хорошую повторяемость их характеристик и возможность изготовления из доступных деталей при минимуме регулировочных работ. Каждая из приводимых схем условно разбита на три функционально законченных блока: блок входных и гетеродинных контуров (БК), блок, содержащий в своем составе все РЧ каскады (БРЧ) и блок УЗЧ. Такая разбивка позволяет различные по числу диапазонов, видам антенн, способам коммутации блоки контуров, применяемых в одном приемнике, включить в другой: при изготовлении приемника применять в блоках УЗЧ различные схемы усилителей из числа приведенных в § 4.2. Высокочастотные части приемников заканчиваются унифицированными разъемами, что позволяет подключать их к мощным высококачественным усилителям, делать запись на магнитофон и использовать УЗЧ приемников для воспроизведения грампластинок.

В рассмотренных в этом разделе приемниках использованы отдельные каскады, описанные в предыдущих параграфах раздела.

Приемник прямого усиления

Приемник прямого усиления (рис. 2.116) может быть выполнен на любых кремниевых ВЧ транзисторах: КТ315, КТ342, КТ301, КТ312, КТ316 и транзисторных сборках К2НТ012, К2НТ172. Особенность приемника — применение УРЧ с высоким входным сопротивлением, что позволяет исключить согласующие катушки связи (с входным контуром на каждом диапазоне) и подсоединить базу транзистора T_1 непосредственно к входному контуру.

Эмиттерные повторители T_1 и T_2 трансформируют высокое резонансное сопротивление входного контура (200—400 кОм) в сопротивление, близкое к входному сопротивлению транзистора T_4 (около 1 кОм). Общее усиление УРЧ 150.

Так как для нормальной работы детектора на транзисторе T_5 в схеме ОК необходимо напряжение сигнала 30—50 мВ, а УРЧ полностью подключен к входному контуру, номинальная чувствительность приемника достигает 200—350 мкВ с базы, что примерно соответствует 3—5 мВ/м. Транзистор T_3 предназначен для осуществления АРУ: открываясь, он шунтирует вход T_4 и одновременно закрывает транзисторы T_1 и T_2, уменьшая их коэффициент передачи напряжения. С выхода детектора напряжение ЗЧ поступает на вход УЗЧ, выполненного на микросхеме MC_1. При сравнительно большом сопротивлении звуковой катушки динамической головки типа 0,1ГД13—60 Ом малый уровень искажений получается при меньшей глубине ООС, чем рекомендуемая техническими условиями для микросхемы. При применении головки с меньшим сопротивлением звуковой катуш-

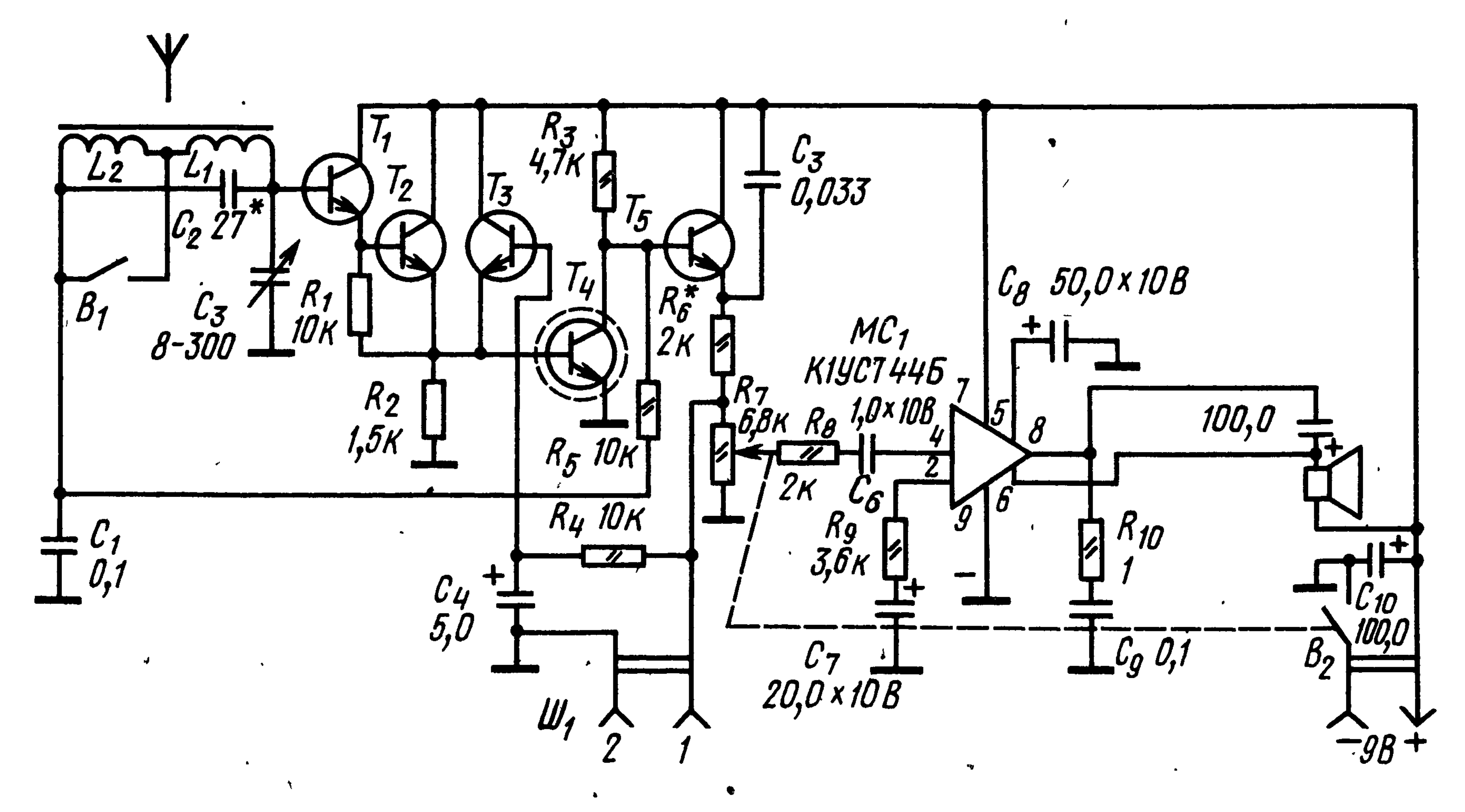


Рис. 2.116

ки без согласующего трансформатора сопротивление резистора R_9 следует подобрать экспериментально.

При монтаже приемника необходимо обеспечить соединение базы транзистора T_1 с контуром кратчайшим путем. Если транзистор T_4 не имеет экранирующего корпуса или его коллектор соединен с корпусом транзистора (КТ301, КТ312), то его необходимо экранировать во избежание самовозбуждения УРЧ. Катушки L_1 и L_2 должны быть рассчитаны для приема диапазонов СВ и ДВ соответственно. При указанной на схеме емкости КПЕ катушка L_1 содержит 90 витков провода ЛЭП 5×0,06, катушка L_2—260 витков ПЭВ-2 0,1 на ферритовом сердечнике М400НН1-8×100.

Супергетеродинный приемник на микросхемах серии 237

По схеме на рис. 2.117 можно выполнить как малогабаритный переносной приемник, так и приемник, рассчитанный для работы в стационарных условиях ДВ, СВ и КВ. Катушка входного контура может быть намотана на стержне ферритовой антенны или на отдельном каркасе в соответствии с данными § 2.3. Сопряжение контуров рассчитывают по графикам § 2.6. Катушка $L_{\text{св г}}$ для получения колебаний на частоте контура гетеродина должна иметь сильную связь с контурной катушкой, т. е. ее витки должны быть намотаны поверх витков контурной катушки $L_{\text{к г}}$, а не рядом на каркасе, для КВ и в одном броневом сердечнике для ДВ и СВ. Расположение катушек в блоке должно обеспечивать слабую связь (лучше полное ее отсутствие) между катушками разных поддиапазонов. Цепь, включенная параллельно катушке связи с контуром гетеродина, предназначена для подавления паразитной генерации. Параметры ее элементов зависят от частоты, на которой работает гетеродин. Для диапазонов ДВ и СВ цепь состоит из резистора сопротивления 75 Ом и конденсатора емкостью 75 пФ; на КВ емкость конденсатора должна быть уменьшена до 22—15 пФ.

Для примера определим данные катушек входного и гетеродинного контуров для диапазона СВ. В качестве блока КПЕ выбираем широко распространенный КПЕ типа КПТМ-4 с емкостью 5—260 пФ.

Перекрытие по частоте входного контура

$$K_1 = f_{max}/f_{min} = 1620/520 = 3{,}12;$$

необходимая начальная емкость контура при выбранном $C_\sim = 255$ пФ

$$C_{min} = C_\sim/(K_1^2 - 1) = 255/(3{,}12^2 - 1) = 26{,}6 \text{ пФ}.$$

Ориентировочная суммарная емкость контурной катушки, монтажа, переключателя диапазонов и пересчитанной в контур входной емкости транзистора УРЧ можно принять равной 15 пФ. Тогда начальная емкость контура без учета емкости подстроечного конденсатора будет равна 20 пФ. Для доведения ее до расчетного значения при настройке включим в контур подстроечный конденсатор емкостью 2—8 пФ, входящий в состав КПЕ.

Определим индуктивность контурной катушки

$$L_{к} = \frac{25330}{\left[f_{min}^2(C_\sim + C_{min})\right]} = 25330/[0{,}52^2(255+26{,}6)] = 338 \text{ мкГн}.$$

Выбрав в качестве катушки входного контура обмотку на ферритовом стержне магнитной антенны ∅ 8 мм и длиной 160 мм найдем для индуктивности 340 мкГн по графику рис. 2.19, *б* 70 витков. Катушки наматывают на каркасе, который должен с небольшим трением перемещаться по стерж-

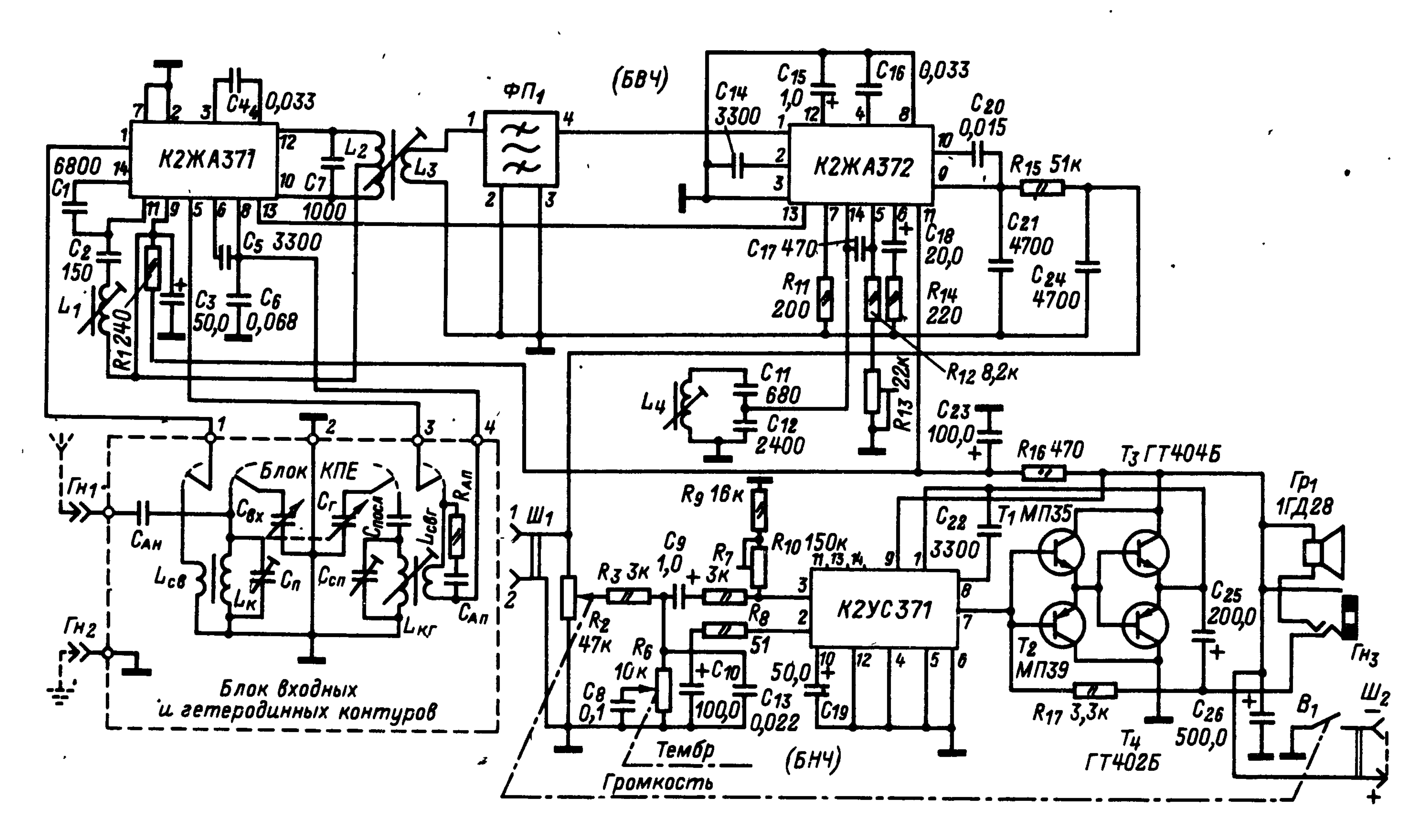


Рис. 2.117

ню магнитной антенны в соответствии с рис. 2.18 для подстройки индуктивности.

Катушку связи с входным контуром рассчитываем, исходя из того, что на входе микросхемы К2ЖА371 стоит кремниевый планарный транзистор с приведенным значением крутизны характеристики 38 1/В. Принимая его коэффициент усиления по току, равным 30 (нижний предел $h_{21э}$ для ВЧ транзисторов), и учитывая, что в соответствии с указанным на схеме режимом питания 5,6 В и сопротивлением резистора нагрузки этого транзистора значение тока коллектора УРЧ даже при полностью открытом транзисторе не может быть больше $I_К < U_{и.п}/R_н = 5{,}6/8 = 0{,}7$ мА. Принимая $I_К = 0{,}7$ мА, вычислим минимальное входное сопротивление УРЧ

$$R_{вх} = h_{21э}/(S_0 I_К) = 30/(38 \cdot 0{,}7) \approx 1{,}1 \quad кОм.$$

Согласование входного сопротивления с резонансным сопротивлением контура проведем на средней частоте диапазона, считая добротность контурной катушки равной 150, что близко к действительности при намотке катушки проводом ЛЭШО10 × 0,07:

$$R_{ое} = 2\pi f Q L = 150 \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 1070 \cdot 10^3 \times 340 \cdot 10^{-6} = 340 \text{ кОм}.$$

Необходимый коэффициент включения базы транзистора в контур

$$p_1 = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{ое}}} = \sqrt{\frac{1{,}1}{340}} \approx 0{,}06.$$

Коэффициент связи контурной катушки и катушки связи можно принять близким к 1, тогда $w_{св} = p_1 w_к = 0{,}06 \cdot 70 = 4{,}6 \approx 5$ витков; некоторое увеличение числа витков против расчетного компенсирует несоответствие реального коэффициента связи принятому.

Сопряжение входного и гетеродинного контуров осуществляется включением в гетеродинный контур дополнительных последовательного и параллельного конденсаторов.

Полная емкость входного контура

$$C_{макс} = C_{мин} + C_{\sim} = 26{,}6 + 255 \approx 282 \text{ пФ}.$$

Выбираем ближайшую по графику на рис. 2.76, *а* емкость 300 пФ. Определив коэффициент $n = f_{пр}/f_{ср} = 465/1070 = 0{,}435$, найдем $C_{посл} = 330$ пФ; $C_{пар} = 8$ пФ (по рис. 2.76, *б*); $\alpha = 0{,}55$ (по рис. 2.76, *в*) и рассчитаем $L_{к.г} = \alpha L_к = 0{,}55 \cdot 338 = 185$ мкГн.

Число витков катушки связи рассчитывают через коэффициент включения, определяемый по выходному сопротивлению гетеродина, равному 4 кОм.

Определив резонансное сопротивление контура гетеродина на нижней частоте диапазона (525 + 465 = 990 кГц) при реальной добротности катушки контура гетеродина, равной 80, получим

$$R_{ое\,г} = 2\pi f_г Q_0 L_г = 6{,}28 \cdot 990 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 185 \cdot 10^{-6} = 92 \text{ кОм},$$

$$p_г = \sqrt{\frac{R_{вых.\,г}}{R_{ое.\,г}}} = \sqrt{\frac{4}{92}} = 0{,}2.$$

По графику на рис. 2.29 определяем число витков катушки контура гетеродина для $L = 185$ мкГн ≅ ≅ 85 витков, число витков катушки связи будет $0{,}2 \cdot 85 = 17$. Обязательным условием является сильная связь между катушками. В противном случае могут возникнуть колебания на резонансной частоте контура, образованного индуктивностью связи и емкостью монтажа и транзисторов гетеродина.

Блок ВЧ состоит из УРЧ с апериодической нагрузкой и преобразователя частоты на микросхеме К2ЖА371. Часть микросхемы служит гетеродином. На выходе УРЧ включен контур L_1C_2, служащий для подавления помех с частотой, равной промежуточной. Нагрузкой преобразователя служит симметричный контур L_2C_7, к катушке связи с которым подключен пьезокерамический фильтр $ФП_1$. Резистор R_1 и конденсаторы C_3 и C_6 образуют развязывающие фильтры.

Интегральная схема К1ЖА372 вместе с резисторами R_{11} — R_{15} и конденсаторами C_{14} — C_{18}, C_{20} — C_{21} выполняет функции УПЧ, детектора и УПТ в цепи АРУ. Контур $L_4C_{11}C_{12}$, настроенный на ПЧ, сужает шумовую полосу пропускания, обеспечивая малый уровень шумов УПЧ. Чувствительность УПЧ и режим АРУ устанавливается резистором R_{13}. Напряжение АРУ регулирует усиление первого каскада УПЧ, входящего в состав микросхемы К2ЖА372, и через цепь между контактами *13* микросхем усиление УРЧ в микросхеме К2ЖА371.

Блок УЗЧ состоит из предварительного усилителя, выполненного на микросхеме К2УС371, резисторах R_7 — R_{10}, R_{17} конденсаторах C_9, C_{10}, C_{19}, C_{22} и усилителя мощности на транзисторах T_1 — T_4, конденсаторе C_{25}. Режим работы УЗЧ устанавливается резистором R_{10} по минимуму искажений или по напряжению в точке соединения эмиттеров транзисторов выходного каскада, которое должно быть равно 1/2 напряжения питания. При использовании динамической головки 1ГД36 выходная мощность достигает 0,7 Вт. Порядок настройки контуров изложен в § 2.12.

УКВ приемник с синхронным детектором

Принципиальная схема приемника приведена на рис. 2.118. Сигнал от штыревой антенны поступает на широкополосный входной контур L_1C_1, настроенный на среднюю частоту диапазона УКВ вещания 69 МГц. К контуру подключен смеситель частот, выполненный на встречно-параллельно включенных диодах $Д_1$, $Д_2$; напряжение гетеродина частотой 33—36,5 МГц подводится от катушки связи L_3 через конденсаторы C_2, C_3. Подстроечный резистор R_1 служит для балансировки операционного усилителя $Мс_1$, используемого в качестве предварительного УЗЧ и УПТ. Основным элементом селекции является лестничный фильтр, образованный резистором R_3, и цепями R_5C_8, R_6C_9, R_7C_{10}.

Гетеродин выполнен на транзисторе T_1. Варикап $Д_3$ служит для настройки, а варикап $Д_4$ для ФАПЧ. На выходе операционного усилителя включена цепь коррекции предыскажений $R_{10}C_{13}$.

Усилитель звуковой частоты выполнен на операционном усилителе Mc_2. К выходу этого усилителя подключены транзисторы усилителя мощности, работающие без начального смещения на базах для повышения температурной стабильности. Возникающие при этом режиме искажения устраняются в результате глубокой ООС через резистор R_{17}. Питается приемник от двухполярного источника напряжения. Катушки L_1 и L_2 наматывают на каркасах ∅ 8 мм и подстраиваются сердечниками СЦР-1 из карбонильного железа. Катушка L_1 содержит 5 витков с отводом от 2-го, а катушка L_2 — 8 витков с отводом от 2-го проводом ПЭВ-1 0,8 мм. Катушка L_3 содержит 2 витка провода ПЭЛШО 0,2 и ее наматывают поверх катушки L_2. Синхронный детектор можно выполнить и по схеме на рис. 2.60. Подробное описание этой схемы приведено в журнале «Радио», 1979, № 9.

Переносный приемник

Приемник, схема которого приведена на рис. 2.119, рассчитан на прием РВ станций в диапазонах СВ, КВ, и УКВ. В диапазонах СВ (525—1605 кГц) и КВ (5,8—9,85 МГц) прием ве-

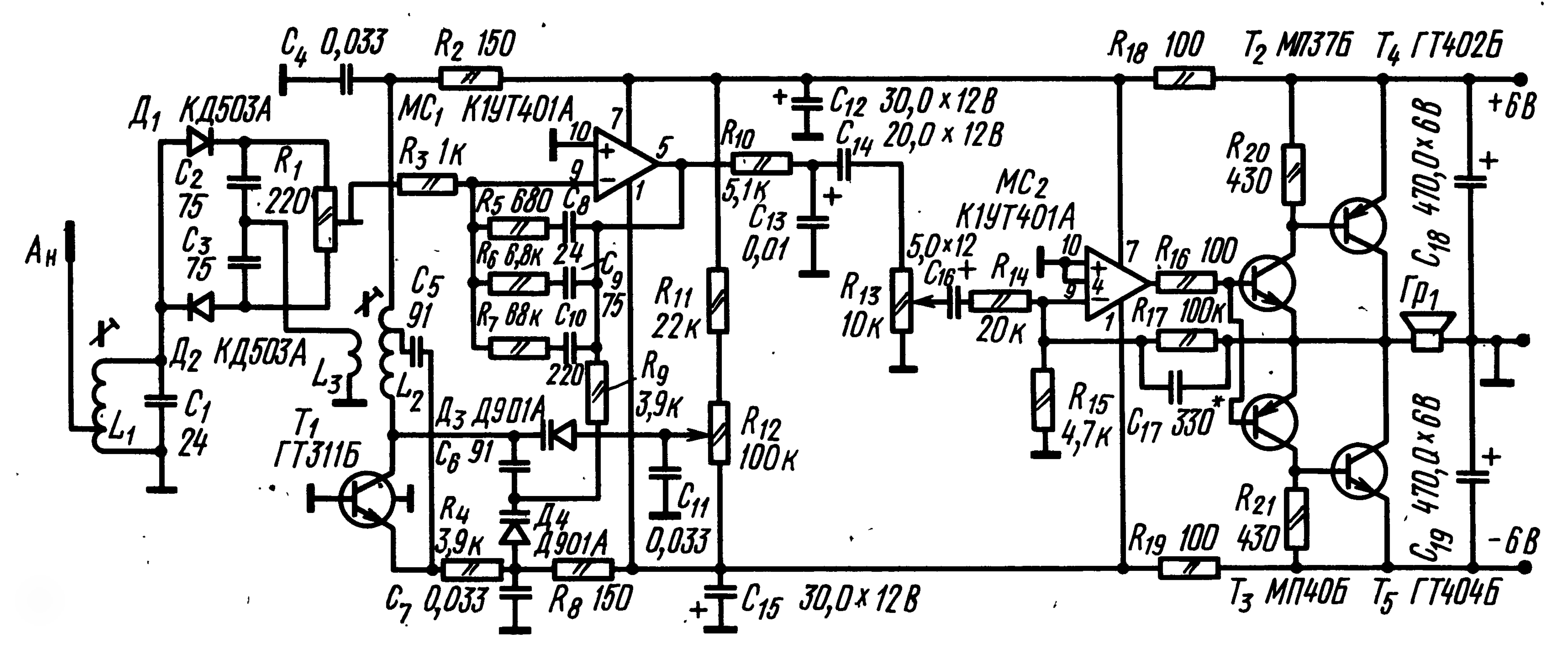


Рис. 2.118

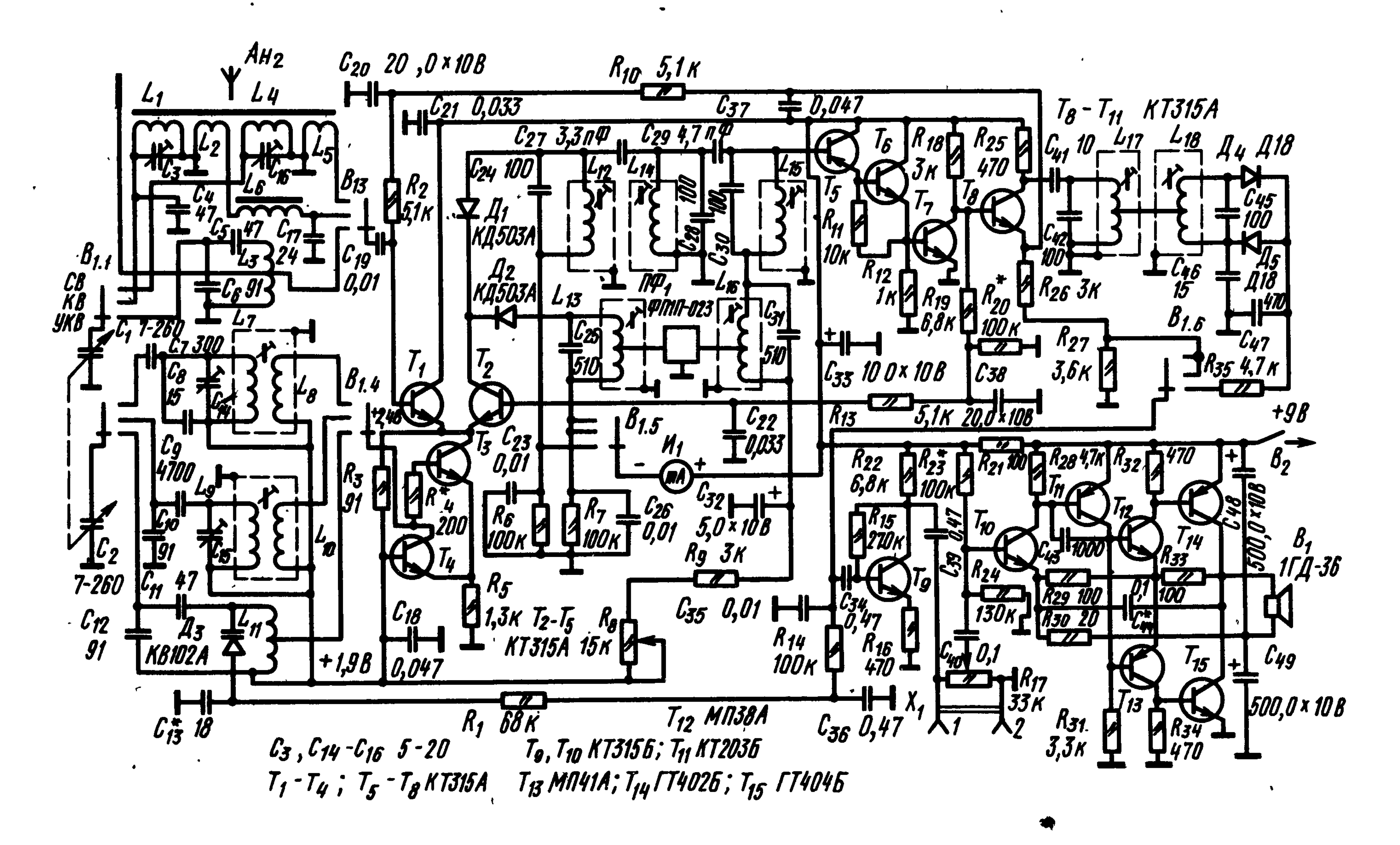


Рис. 2.119

дется на магнитную антенну, а на УКВ (65,5—73,5 МГц) — на штыревую телескопическую высотой 800 мм.

Входной контур диапазона СВ L_4C_1 и диапазона КВ L_1C_1 выполнен в виде магнитной антенны, катушки которой намотаны на ферритовом стержне ∅ 10 мм от приемника «Меридиан». Напряжение сигнала в зависимости от положения переключателя диапазонов снимается с катушек связи этих диапазонов L_5 и L_2. Фильтр L_6C_{17} предотвращает помехи от местного телецентра. Преобразователь частоты с отдельным гетеродином выполнен на транзисторах T_1 — T_4. В диапазонах АМ в коллекторную цепь транзистора T_2 включен комбинированный ФСС, состоящий из пьезокерамического фильтра и контуров $L_{13}C_{25}$ и $L_{16}C_{31}$. Диод $Д_1$ в этом случае закрыт, и ФСС тракта приема ЧМ отсоединен. Выходы обоих ФСС соединены последовательно и подключены к высокоомному входу УПЧ, выполненному на транзисторах T_5 — T_7.

Транзистор T_8 играет роль детектора АМ. При включении диапазона УКВ ко входу смесителя подключается входной контур $L_3C_5C_6C_1$, а к выходу ФСС тракта приема ЧМ — $L_{12}C_{24}$, $C_{27}C_{29}L_{14}$, $L_{15}C_{29}C_{30}$. К гетеродину подключается контур $L_{11}C_{11}C_{12}C_2$. Транзистор T_8 в этом случае служит детектором АРУ и дополнительным УПЧ ЧМ. Частотный детектор выполнен на диодах $Д_4$ — $Д_5$ по упрощенной схеме дробного детектора. Диод $Д_3$ выполняет роль реактивного элемента в цепи АПЧ. Управляющее напряжение на него подводится через фильтр $R_{14}C_{36}$ с выхода ЧД. Промежуточные частоты трактов приема АМ и ЧМ стандартные (0,465 и 10,7 МГц). Усилитель звуковой частоты состоит из предварительного (T_9) и оконечного (T_{10} — T_{15}). Оконечный усилитель рассчитан на мощность 0,7 Вт. Приемник питается от 6 элементов «343» или двух батарей «3336». Данные контурных катушек приведены в табл. 2.9.

Таблица 2.9. **Намоточные данные контурных катушек**

Обозначение по схеме	Число витков	Провод	Намотка
L_1	7	ПЭВ-2 0,41	Рядовая, шаг 2 мм
L_2	3	ПЭШО 0,12	Рядовая, между витками L_1
L_4	90	ЛЭ7×0,07	Рядовая, виток к витку
L_5	10	ПЭШО 0,12	То же
L_3	1,5+3,5	ММ 0,8	Бескаркасная ∅5 мм
L_6	15	ПЭШО 0,12	Рядовая, виток к витку прямо на сердечнике
L_7	3×34	ЛЭ5×0,07	Внавал в трех секциях
L_8	20	ПЭШО 0,12	В трех секциях равномерно
L_9	15	ПЭВ-2 0,41	Рядовая, виток к витку
L_{10}	7	ПЭШО 0,12	Поверх L_9, начиная от общего провода
L_{11}	2+2	ММ 0,8	Бескаркасная ∅5 мм
L_{12}, L_{14}, L_{15}	3×6	ПЛШО 0,12	Внавал, в трех секциях равномерно
L_{13}, L_{16}	3×34	ЛЭ5×0,07	То же, отвод от 16 витка
L_{17}, L_{18}	7+7	ПЭЛШО 0,12	В трех секциях в два провода

Примечание. Катушки L_1, L_2, L_4, L_5 намотаны на сердечнике М150ВЧ-1-10×200; L_6 — на сердечнике М100НН-2-СС-2,8×12; L_9, L_{10} — на каркасе ∅7 мм с тем же сердечником, что и L_6. Остальные катушки в чашках из феррита М600НН∅8,6 мм.

Миниатюрный приемник

Приемник по схеме на рис. 2.120 предназначен для работы в диапазонах СВ и КВ. В диапазоне КВ возможна растяжка любого участка в диапазоне 49—15 м в пределах ±200 кГц. Приемник выполнен по супергетеродинной схеме с одним преобразованием частоты в диапазоне СВ и с двумя преобразованиями частоты в диапазоне КВ.

В диапазоне СВ входной контур образуют катушка L_4, намотанная на стержне ферритовой антенны, и конденсаторы C_8 и C_9. Микрокнопка переключателя диапазона, сопряженная с блоком КПЕ C_3 — C_7, замыкает выходной контур ФСС преобразователя диапазона КВ и цепь смещения транзистора T_1 так, что во входную цепь транзистора T_2 преобразователя частоты в диапазоне СВ включена только катушка связи L_5. Катушка обратной связи с контуром гетеродина, включенным частично в эмиттерные цепи транзисторов T_2 и T_3, включена в их общую коллекторную цепь. По этой причине суммарный ток транзисторов T_2, T_3, который остается постоянным при работе цепи АРУ, несмотря на практически полное перераспределение токов между транзисторами, сохраняет постоянство режима гетеродина, выполненного на обоих транзисторах. В преобразователе частоты работает только транзистор T_2, изменение параметров которого под воздействием регулирующего напряжения обеспечивает глубокую АРУ. Изменение напряжения на выходе не превышает 6 дБ при изменении напряжения сигнала на входе от 2,5 мкВ до 25 мВ (80 дБ). Усилитель ПЧ выполнен на транзисторах с разным типом проводимости с непосредственной связью между ними и транзисторами частотно-преобразовательного каскада, что обеспечивает жесткую стабилизацию режимов всех перечисленных транзисторов и рабочей точки диодного детектора $Д_1$ при изменении температуры, разбросе параметров транзисторов и изменении напряжения питания. Режим диодного детектора определяется резистором R_{31}. Если вместо пьезокерамического фильтра $Пф_1$ применяется ФСС, параллельно резистору R_{19} следует включить электролитический конденсатор емкостью 10—20 мкФ для уменьшения явления демодуляции низких звуковых частот.

При работе в диапазоне КВ микрокнопка B_1 включена так, что она замыкает катушку связи с входным контуром СВ, предотвращая прием мощных РВ станций этого диапазона, одновременно размыкая замкнутую ранее цепь напряжения смещения на базу транзистора T_1 — преобра-

зователя диапазона КВ в первую ПЧ, равную 1,84 МГц. Полоса пропускания ФСС, состоящего из $L_6C_{10}C_{11}L_7C_{12}$, из-за шунтирования резисторами R_4 и R_5 расширена до 400 кГц, что обеспечивает достаточное перекрытие по частоте растягиваемых участков диапазона и достаточное подавление первого зеркального канала и второй ПЧ (до 30 дБ). Смещение на базу транзистора T_1 снимается с эмиттера транзисторов T_2 — T_3, где оно поддерживается с высокой стабильностью системой стабилизации режима. Резистор R_3 создает ООС в первом преобразователе частоты, стабилизируя работу гетеродина и уменьшая искажения при большом уровне сигнала на входе. Большая разница в частотах настроек входных контуров диапазонов СВ и КВ и размещение их на противоположных концах ферритового стержня практически исключает их взаимное влияние. Для хорошей эффективности антенны в обоих диапазонах частот стержень должен быть выполнен из феррита марки 150ВЧ или из двух склеенных в торец стержней марок 600НН и 50ВЧ. Данные катушек приведены в табл. 2.10.

Усилитель звуковой частоты состоит из предварительного и оконечного с включением регулятора громкости между ними. Оконечный УЗЧ выполнен по схеме, экономящей один электролитический конденсатор большой емкости, что способствует его миниатюризации. Для получения выходной мощности 50—60 мВт транзисторы T_7 и T_9 — T_{12} обязательно должны быть германиевыми или напряжение питания должно быть увеличено до 4,5—6 В. В последнем случае сопротивление резистора R_{30} следует увеличить до 2,4—2,7 кОм. Напряжение постоянного тока на коллекторах транзисторов T_{11}, T_{12} подбором резистора R_{14} должно быть установлено равным половине напряжения питания.

Контур гетеродина СВ и контурные катушки ФПЧ (0,465 МГц) наматывают в сердечниках Ч5 из материала 1000НН (такие сердечники применены в приемниках «Нейва» и «Сигнал» различных модификаций). Катушки ФСС 1,84 МГц наматывают на ферритовых кольцах ∅ 7 мм из материала 200НН или 50ВЧ. Катушка контура гетеродина имеет подстроечник из материала 100НН ∅ 2,8 мм и может быть намотана прямо на нем.

Приемник с питанием от сети

Приемник на рис. 2.121 рассчитан для работы от сети переменного тока в диапазонах ДВ, СВ и четырех растянутых КВ (КВ1 — 25 м, КВ2 — 31 м и КВ4 — 49 м). В диапазоне УКВ приемник имеет пять фиксированных настроек на любую из радиостанций, работающих в этом диапазоне. Переключение в диапазон УКВ осуществляется нажатием независимой кнопки B_2 в блоке конту-

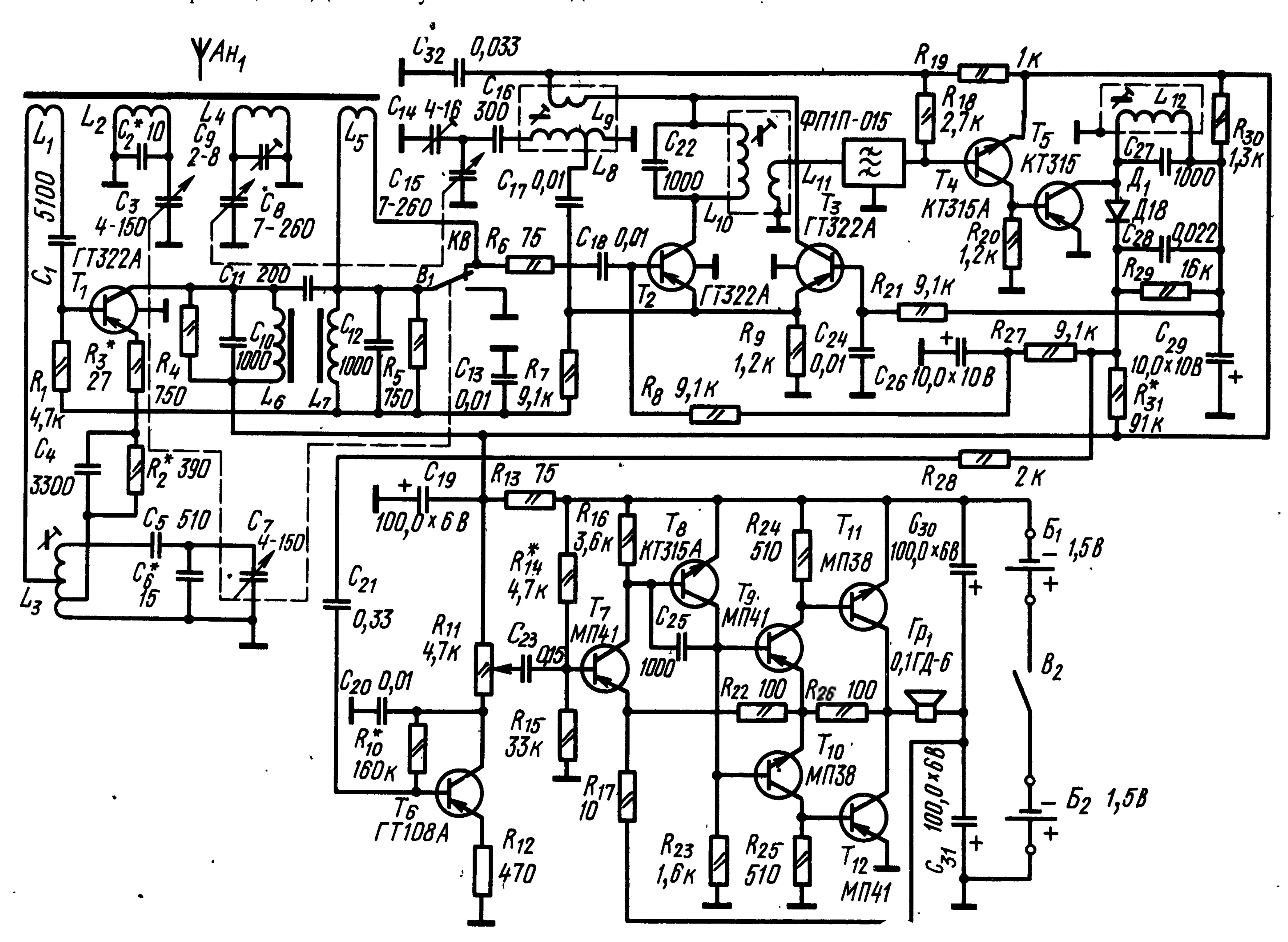


Рис. 2.120

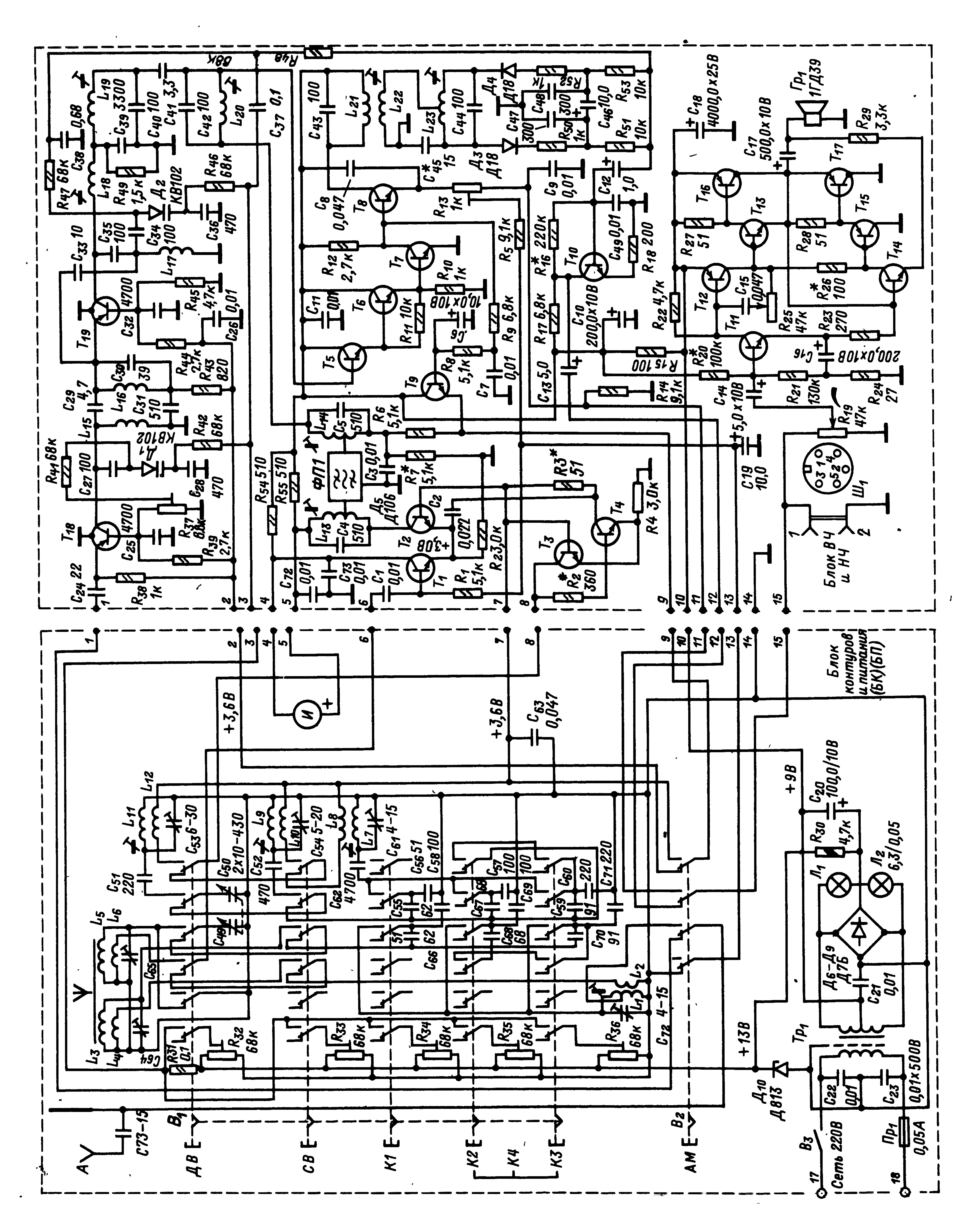


Рис. 2.121

Таблица 2.10. **Намоточные данные катушек**

Обозначение по схеме	Число витков	Провод	Намотка	Сердечник
L_1	3	ПЭВ-1 0,1	Рядовая между витками L_2	—
L_2	9	ПЭЛШО 0,47	Рядовая, шаг 2 мм	М150ВЧ-1-8×100
L_4	8,5	ПЭВ-1 0,1	Рядовая, виток к витку	
L_5	7	ПЭВ-1 0,1	Рядовая, поверх L_4	
L_3*	1,5+3+22,5	ПЭВ-1 0,14	Рядовая, виток к витку	Подстроечник от броневого сердечника СБ-12а (М4×11)
L_6, L_7	32	ПЭВ-1 0,1	Рядовая	М600НН-8-К7×4×2 с зазором 2×0,05
L_8	3,5+76,5	ПЭВ-1 0,1	Внавал	Чашки Ч1-2М1000НМ3-4 Ø6,1 мм, подстроечник М1000НМ3-4 с резьбой М2,3
L_9	10	ПЭВ-1 0,1	Внавал, поверх L_8	
L_{10}	78	ПЭВ-1 0,1	Внавал	То же
L_{11}	20	ПЭВ-1 0,1	Внавал, поверх L_{10}	
L_{12}	78	ПЭВ-1 0,1	Внавал	—"—

* Намотана на полистироловом каркасе Ø5 и длиной 10 мм.

ров. В блоке контуров для коммутации, кроме кнопки B_2 «АМ — ЧМ», имеется кнопочный переключатель B_1, содержащий пять кнопок (на шесть цепей каждая). На ДВ и СВ предусмотрена только ферритовая антенна, позволяющая в условиях большого города осуществлять прием радиостанций с меньшим уровнем индустриальных помех. В диапазонах КВ и УКВ применяется штыревая антенна, предусмотрено гнездо для подключения внешней антенны. При нажатии соответствующих кнопок к блоку КПЕ в диапазонах ДВ и СВ подключаются соответствующие контурные катушки (L_5, L_6, L_9, L_{11}) с необходимыми сопрягающими конденсаторами C_{51} и C_{52}. В диапазонах КВ КПЕ подсоединяется к конденсаторам C_{66}—C_{71} и C_{55}—C_{60}, образующим параллельные группы из двух последовательно соединенных конденсаторов в каждой. Такая комбинация конденсаторов в каждом из диапазонов КВ обеспечивает настройку контуров на нужные частоты и небольшое изменение частоты при изменении емкости КПЕ, требуемое для растягивания соответствующего диапазона на всю шкалу приемника. Катушки L_1 и L_7 подсоединяются соответствующими кнопками к необходимой комбинации конденсаторов. Сопряжение контуров при регулировке осуществляется индуктивностью на самой низкой частоте диапазона (КВ4) и емкостью на самой высокой частоте (КВ1). Диапазоны КВ3 и КВ2 при этом сопрягаются автоматически.

Блок УКВ выполнен с электронной настройкой на варикапах $Д_1$, $Д_2$, на которые подается устанавливаемое резисторами R_{32} — R_{36} стабилизированное напряжение постоянного тока из блока питания. Сопряжение контура УРЧ $L_{15}C_{27}Д_1C_{28}$ с контуром гетеродина $L_{17}C_{34}Д_2C_{36}$ обеспечивается также электрическим способом с помощью установочного резистора R_{37}. В отличие от контуров, перестраиваемых переменными конденсаторами, сопряжение контуров с варикапами осуществляется емкостью на нижней частоте диапазона, а индуктивностью — на верхней, т. к. влияние напряжения на емкость варикапа максимально на нижней частоте.

Усилитель радиочастоты и преобразователь с совмещенным гетеродином выполнены по схеме ОБ на ВЧ германиевых транзисторах структуры $p = n = p$ (ГТ313). В эмиттерную цепь преобразователя включен последовательный контур $L_{16}C_{31}$, настроенный на ПЧ (6,8 МГц). Конденсаторы C_{33} и C_{30} образуют емкостный делитель в цепи обратной связи гетеродина. Контурная катушка L_{18} первого фильтра ПЧ для частот гетеродина служит дросселем параллельного питания, а конденсатор C_{35}, настраивающий ее на частоту 6,8 МГц, — разделительным конденсатором. На варикап контура гетеродина $Д_2$ кроме напряжения настройки подается напряжение с выхода частотного детектора для АПЧГ. Контуры $L_{18}C_{35}$, $L_{19}C_{40}$ и $L_{20}C_{42}$ образуют ФСС тракта ЧМ. Штыревая антенна вместе с подводящими проводами, входной емкостью транзистора T_{18} и емкостью монтажа образует контур, настроенный в районе средней частоты диапазона УКВ. В системе стабилизации напряжения питания гетеродина и блока УКВ применен специальный транзистор T_9. Преобразователь частоты (транзисторы T_1, T_2) выполнен по схеме на рис. 2.90 и связан с гетеродином через резистор R_3. В коллекторные цепи транзисторов T_1 и T_2 включен индикатор настройки $И$. В базовую цепь первого каскада УПЧ последовательно включены выходные контуры фильтров АМ ($L_{14}C_5$) и ЧМ ($L_{20}C_{42}$). Детекторный каскад АМ (T_8) при приеме на УКВ используется в качестве дополнительного усилителя, и в его коллекторную цепь включен фазосдвигающий трансформатор L_{21} — L_{23} — детектора ЧМ на диодах $Д_3$, $Д_4$. Режим преобразователя устанавливается регулировочным резистором R_{13} по нулевым показаниям индикатора.

Таблица 2.11. **Данные контуров и силового трансформатора радиоприемника**

Обозначение по схеме	Число витков	Провод	Сердечник	Примечание
L_1	10	ПЭЛШО 0,2	М100НН-2СС-2,8×12	Каркас ∅6 мм; отвод от 3 витка снизу
L_2	3	ПЭЛШО 0,1	М100НН-2СС-2,8×12	—
L_5	180	ПЭВ-2 0,1	М400НН 8×160	Ферритовая антенна
L_3	55	ЛЭШО 10×0,07	М400НН 8×160	—
L_4	6	ПЭЛШО 0,15	М400НН 8×160	—
L_6	15	ПЭВ-2 0,1	М400НН 8×160	—
L_7	9	ПЭЛШО 0,2	М100НН-2СС-2,8×12	Каркас ∅6 мм
L_8	5	ПЭЛШО 0,1	М100НН-2СС-2,8×12	—
L_9	26×4	ЛЭ 3×0,06	Ч5М600НН	—
L_{10}	20	ПЭЛШО 0,1	Ч5М600НН	—
L_{11}	40×4	ЛЭ 3×0,06	М600НН-3СС-2,8×12	—
L_{12}	28	ПЭЛШО 0,1	М600НН-3СС-2,8×12	—
L_{13}	33×3	ЛЭ 5×0,06	Ч5М600НН	Отвод от 14 витка
L_{14}	33×3	ЛЭ 5×0,06	Ч5М600НН	То же
L_{15}	4	ПЭВ-2 0,8	—	Без каркаса ∅6 мм
L_{16}	20	ПЭШО 0,1	—	На резисторе МЛТ-0,5-100 кОм
L_{17}	4	ПЭВ-2 0,8	—	Без каркаса ∅6 мм, внутри поролон
L_{18}	18	ПЭШО 0,15	Ч5М600НН	
L_{19}	18	ПЭШО 0,15	Ч5М600НН	—
L_{20}	18	ПЭШО 0,15	Ч5М600НН	—
L_{21}	18	ПЭШО 0,15	Ч5М600НН	—
L_{22}	9	ПЭШО 0,15	Ч5М600НН	—
L_{23}	2×9	ПЭШО 0,15	Ч5М600НН	—
$Тр_1$ обмотка *I*	3000	ПЭВ-2 0,13	УШ16×24	Сердечник без зазора, между обмоткой *I* и *II* проложены 2 слоя изоляции и экранная обмотка в 1 слой
обмотка *II*	2×95	ПЭВ-2 0,59		

В приемнике могут применяться любые ВЧ кремниевые транзисторы, близкие по параметрам к КТ315 и транзисторные сборки различных серий микросхем. Данные всех контуров приемника и трансформатора питания приведены в табл. 2.11.

В блоке ЗЧ применены регулятор тембра (резистор R_{25}) и транзистор T_{14} (динамическая нагрузка). Транзисторы в УЗЧ за исключением выходного и предвыходного каскадов — кремниевые, высокочастотные или среднечастотные. Транзистор T_{12} структуры $p = n = p$ (КТ326, КТ337), T_{13} — МП38, T_{15} — МП40, T_{16} и T_{17} — ГТ402 или П214.

В блоке питания диоды $Д_6$ и $Д_9$ могут быть любого типа с $I_{вп.\ ср\ max} \geqslant 300$ мА. Все контурные катушки фильтров ПЧ помещены в экраны.

2.12. НАЛАЖИВАНИЕ ПРИЕМНИКОВ

Порядок налаживания

Последовательность работ при налаживании обычно следующая: проверка правильности и устранение ошибок монтажа; проверка правильности режимов полупроводниковых приборов и устранение несоответствия заданным; проверка характеристик трактов ВЧ и ЗЧ; устранение возможных дефектов в работе отдельных каскадов; подстройка и сопряжение настроек контуров; измерение основных характеристик приемника в целом.

Проверка правильности монтажа

В процессе монтажных работ необходимо тщательно проверить (например, с помощью омметра) правильность всех соединений в соответствии с принципиальной схемой, полярность включения электролитических конденсаторов, отсутствие замыканий между электродами электронных приборов, отсутствие замыканий между обмотками и обмоток с магнитопроводами трансформаторов, отсутствие соприкасаний неизолированных выводов деталей между собой и с другими токоведущими элементами, отсутствие затеков олова, обрезков монтажного провода и т. п.

Электролитические конденсаторы проверяют на отсутствие утечек до установки их в приемник с помощью омметра с соблюдением полярности, указанной на конденсаторе. Омметр должен быть включен в положение измерения больших сопротивлений. При использовании в качестве омметра тестеров различных типов следует принимать во внимание, что у большинства из них отрицательный полюс внутренней батареи омметра соединен с выводом прибора, обозначенным знаком «+». При правильном подключении электролитического конденсатора к омметру и при исправном конденсаторе в момент включения стрелка омметра отклонится тем сильнее, чем больше емкость конденсатора, а затем медленно возвратится в исходное положение. Сопротивление изоляции конденсатора должно быть не менее нескольких мегаом, меньшее сопротивление может привести к изменению режимов электронных приборов (особенно транзисторов, т. к. в транзисторных усилителях электролитические конденсаторы обычно используют в качестве разделительных). Отсутствие

броска стрелки указывает на внутренний обрыв или значительное уменьшение емкости конденсатора из-за высыхания электролита.

При отсутствии возможности проверки параметров электронные приборы проверяют на отсутствие междуэлектродных замыканий и на работоспособность. Отсутствие междуэлектродных замыканий проверяют с помощью омметра, причем для транзисторов и полупроводниковых диодов необходимо соблюдать полярность подсоединения щупов омметра. Сопротивление между выводами базы и эмиттера, базы и коллектора в одном из положений щупов омметра должно быть 10—500 Ом. При изменении полярности подключения на участке коллектор — база сопротивление должно быть не менее 100 кОм, а на участке эмиттер — база не менее 10 кОм, если транзистор исправен. Напряжение внутренней батареи омметра не должно превышать максимально допустимых напряжений для этих участков; например, у большинства ВЧ транзисторов максимально допустимое обратное напряжение база — эмиттер $U_{БЭmax} \leqslant 1 \div 3$ В.

Настройка приемников прямого усиления

Приемники прямого усиления можно налаживать без специальной измерительной аппаратуры.

После проверки режимов транзисторов по постоянному току и налаживания УЗЧ можно попытаться принять какую-либо радиостанцию. Если она слышна достаточно громко (без свистов и искажений), значит, РЧ тракт и детектор приемника работают нормально и можно приступить к подгонке границ принимаемого поддиапазона. При искаженном приеме следует устранить неполадки в работе УРЧ и детектора. После этого можно перейти к подгонке границ поддиапазонов приемника.

При отсутствии генератора сигналов эту работу лучше всего проводить с помощью вспомогательного приемника, в качестве которого можно использовать РВ приемник промышленного изготовления, имеющий градуировку шкалы. Желательно, чтобы в нем был индикатор настройки. Для контроля частоты настройки контура, определяющего настройку налаживаемого приемника, можно подать на этот контур ПОС. В одноконтурном приемнике с обратной связью ее увеличивают до возникновения самовозбуждения. Если в приемнике несколько колебательных контуров, то обратную связь следует подать на контур, связанный с детекторным каскадом. Наиболее просто осуществить ПОС, соединив конденсатором емкостью 5—15 пФ выходную цепь следующего за указанным контуром каскада с входным контуром. Если генерация не возникает, то следует поменять местами концы катушки связи цепи базы транзистора с контуром.

После получения генерации налаживаемый приемник слабо связывают с вспомогательным приемником и принимают его «сигналы», замечая их частоту по шкале вспомогательного приемника. Используя вспомогательный приемник как волномер и изменяя данные контурной катушки налаживаемого приемника, подгоняют настройку его контура в границы заданного поддиапазона. После подгонки в диапазон «основного» контура остальные контуры приемника настраивают по максимальной громкости приема. Сначала приемник настраивают на радиостанцию, работающую в НЧ участке диапазона, и подстраивают все контуры, изменяя индуктивность контурных катушек. Затем, настроившись на радиостанцию в ВЧ участке диапазона, подстраивают все контуры, изменяя емкости подстроечных конденсаторов. Для точной подстройки контуров указанные операции необходимо повторить 2—4 раза.

При наличии генератора сигналов подгонку поддиапазонов налаживаемого приемника проводят путем настройки его на частоту генератора сигналов, установленную ранее по его шкале. Модулированный звуковой частотой (400 или 1 000 Гц) сигнал подводят ко входу приемника через эквивалент антенны (см. табл. 2.3) либо через виток связи (см. рис. 2.11), если приемник рассчитан для работы с магнитной антенной.

Настройка супергетеродинных приемников

Настройка контуров тракта ПЧ. Налаживание супергетеродинного приемника следует начинать с настройки резонансных контуров (междукаскадных фильтров и ФСС) тракта ПЧ. Если в приемнике имеется фильтр, предотвращающий попадание сигналов с частотой ПЧ на вход преобразователя частоты, то на время настройки тракта ПЧ этот фильтр следует отсоединить. Его включают после окончания настройки, настроив по минимуму прохождения сигнала ПЧ.

Сигнал ПЧ (465 кГц, 6,5 МГц и т. п.) можно получить от генератора сигналов либо от одного из каскадов УПЧ вспомогательного приемника, настроенного на какую-либо местную радиостанцию. Если в налаживаемом приемнике селективность «рассредоточена», то сначала образцовый сигнал подают на вход последнего каскада УПЧ. Для ослабления влияния настройки контура, к которому подсоединяют входной сигнал, контур должен быть зашунтирован низкоомным резистором. Обычно это условие выполняется, если сигнал подается от генератора сигналов с выходным сопротивлением 50—75 Ом или снимается с обмотки связи с контуром ПЧ вспомогательного транзисторного приемника через конденсатор емкостью 0,01—0,05 мкФ. На слух (по максимальной громкости) или визуально (по показаниям прибора, включенного на выход приемника) настраивают выходной фильтр последнего каскада УПЧ. При наличии в приемнике нескольких каскадов УПЧ по мере настройки сигнал подают на вход предыдущего каскада и настраивают его контуры и фильтры, не изменяя частоты сигнала, но соответственно уменьшая его уровень во избежание перегрузки каскадов УПЧ.

При наличии цепей нейтрализации проходных емкостей транзисторов настройка УПЧ производится следующим образом: после настройки последнего ФПЧ (считая от входа приемника), когда низкоомный выход генератора сигналов переносится на вход предыдущего каскада, изменением частоты генератора сигналов определяется уход частоты настройки последнего ФПЧ. Если частота

настройки мало изменилась (расстройка меньше 2—3 кГц), то нейтрализующая емкость выбрана правильно; если же расстройка больше допустимой и произойдет в сторону повышения частоты, то емкость конденсатора цепи нейтрализации следует уменьшить, а если в сторону уменьшения — увеличить.

Во всех случаях при настройке тракта ПЧ следует срывать колебания гетеродина, настраиваемого приемника во избежание ложных настроек, замыкая контурную катушку гетеродина.

Сопряжение настроек входных и гетеродинного контуров. Сопряжение можно начинать с любого поддиапазона. Если катушки входного или гетеродинного контуров используются на двух или более диапазонах, нужно разобраться в схеме их коммутации и выбрать поддиапазон, с которого следует начинать сопряжение контуров.

Сопряжение контуров следует проводить в расчетных точках, которые для стандартных РВ диапазонов имеют следующие значения:

ДВ	160,	250,	400 кГц
СВ	560,	1000,	1400 кГц
КВ	4,0,	7,2,	11,8 МГц
УКВ	66,0,	69,0	73,0 МГц

На вход приемника подают сигнал от генератора сигналов через эквивалент внешней антенны либо через виток связи с магнитной антенной приемника, и, поочередно настраивая приемник на крайние частоты поддиапазонов, устанавливаемые по шкале генератора сигналов, вращением соответствующих подстроечных сердечников катушек и осей построечных конденсаторов контура гетеродина подгоняют поддиапазоны приемника в следующие границы:

	Настройка индуктивностью	Настройка емкостью
ДВ	148	415 кГц
СВ	520	1620 кГц
КВ	3,9	12,2 МГц

При отсутствии генератора сигналов границы поддиапазонов настраиваемого приемника определяют с помощью вспомогательного приемника, на который принимают сигнал гетеродина диапазона ДВ, настраивая приемник на 613 кГц (490 м) и 880 кГц (340 м) и одну частоту диапазона СВ 980 кГц (306 м). Для установки второй граничной частоты диапазона СВ (1620 кГц) вспомогательный приемник настраивают на 1155 кГц, а колебания от его гетеродина с частотой 1620 кГц принимают на настраиваемый приемник. Аналогичным образом приблизительно устанавливают границы диапазона КВ, которые затем уточняют при приеме радиостанций, работающих в участках диапазона.

Настройка входных контуров. Генератор сигналов поочередно устанавливают на крайние частоты точного сопряжения и, изменяя индуктивность на нижних частотах и емкость на верхних, подстраивают по максимуму выходного напряжения входные контуры. При отсутствии генератора сигналов входные контуры настраивают по максимальной громкости сигналов радиостанций, расположенных по шкале приемника вблизи частот точного сопряжения.

Операции по подгонке границ поддиапазонов и сопряжению входных контуров проводят не менее 2—4 раз в каждой из указанных точек для последовательного приближения к точному сопряжению.

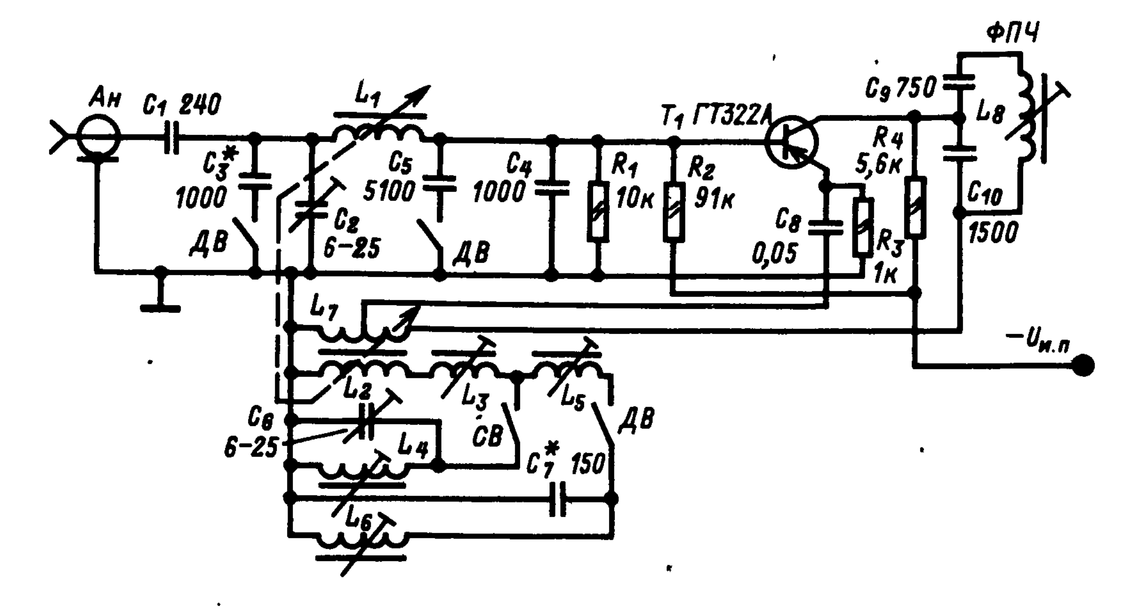


Рис. 2.122

При сопряжении контуров приемников с настройкой ферровариометром (например, автомобильных) необходимы генератор сигналов и ВЧ милливольтметр. Схема преобразовательного каскада с настройкой контуров изменением индуктивности показана на рис. 2.122. Настройку осуществляют следующим образом: к входному контуру в точке его соединения со входом УРЧ или преобразователя частоты подсоединяют ВЧ милливольтметр; ко входу приемника через эквивалент антенны подсоединяют генератор сигналов и с помощью подстроечного конденсатора C_2 и подбором конденсатора C_3 в соответствующих диапазонах подгоняют границы настроек входных контуров. Затем по шкале генератора сигналов устанавливают частоту точного сопряжения диапазона СВ (1400 кГц) и по максимуму показаний милливольтметра настраивают входной контур на эту частоту. Затем, уменьшив входное напряжение во избежание перегрузки приемника, подстраивают катушку L_3 контура гетеродина до получения максимума напряжения на выходе приемника. Аналогично настраивают входной контур на частоту точного сопряжения 560 кГц и сопрягают с ним контур гетеродина изменением индуктивности катушки L_4. Если в контрольной точке на средней частоте точного сопряжения получить не удалось, то следует несколько изменить емкость конденсатора C_6 и повторить всю операцию снова. В диапазоне ДВ на частоте 400 кГц сопряжение осуществляется изменением индуктивности катушки L_5, а на частоте 160 кГц — катушки L_6. После окончания настройки и подключения антенны необходимо уточнить емкость конденсатора C_2 при приеме радиостанции в любой точке диапазона.

Налаживание тракта приемника ЧМ

Налаживание тракта ЧМ начинают с настройки контуров частотного детектора и УПЧ. Если детектор выполнен по схеме симметричного дробного детектора, на его вход подают напряжение ПЧ от генератора сигналов, а к резистору R_5 (см. рис. 2.56) подсоединяют высокоомный вольтметр. Контуры детектора настраивают по максимуму выходного напряжения. Затем вольтметр включают между точками *а* и *б* и подстраивают

вторичный контур, пока напряжение не упадет до нуля. После этого изменяют частоту генератора сигналов в обе стороны от номинального значения ПЧ и снимают зависимость напряжения между точками *а* и *б* от расстройки. Эта зависимость должна быть линейной в пределах ±(75—100) кГц. Ее линейность и симметричность регулируются изменением сопротивлений резистора R_3 и R_5, R_6 или изменением связи между контурами детектора.

При налаживании дробного детектора, выполненного по несимметричной схеме (см. рис. 2.57), параллельно резистору R_4 присоединяют временный делитель из двух резисторов с сопротивлениями 10—30 кОм каждый, после чего проводят регулировку, как и в случае симметричной схемы.

После настройки детекторного каскада настраивают контуры УПЧ по максимальному напряжению на входе детектора или ограничителя. Напряжение на входе детектора следует измерять ВЧ вольтметром. Напряжение постоянного тока на ограничителе можно замерить вольтметром постоянного тока, подключая его ко входу ограничителя или к электролитическому конденсатору дробного детектора. При настройке контуров ПЧ необходимо следить за сохранением симметрии полосы пропускания относительно средней частоты, на которой выходное напряжение частотного детектора равно нулю. Ширина полосы пропускания тракта ПЧ должна быть не менее 120—180 кГц.

Настройка контуров тракта ПЧ и частотного детектора существенно облегчается при применении прибора для настройки телевизоров типа Х1-7 (ПНТ-59) или аналогичного генератора качающейся частоты с панорамным индикатором. Высокочастотный выход прибора подсоединяют ко входу УПЧ, вход усилителя вертикального отклонения прибора подсоединяют к выходу частотного детектора и, разобравшись, какой из контуров влияет на форму характеристики тракта, настраивают контуры так, чтобы получить хорошую линейность S-образной кривой и нужную полосу пропускания тракта в целом, наблюдая за характеристикой на экране индикатора. Для определения точного значения «нулевой частоты» детектора пользуются кварцованными частотными метками или генератором сигналов, подключенным ко входу прибора «внешняя метка».

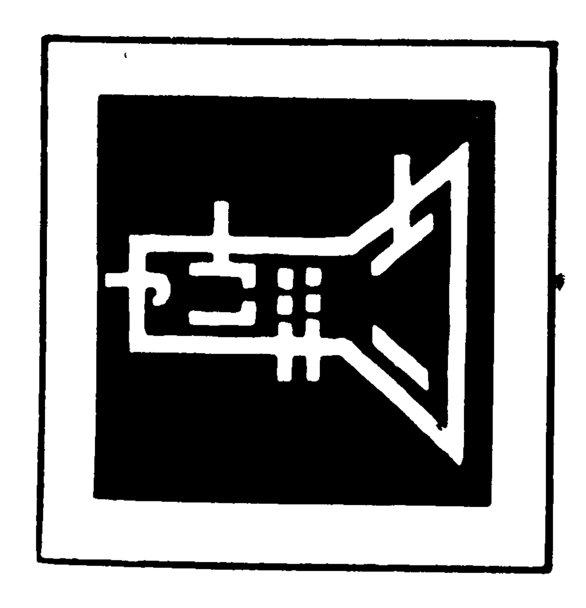
Блок УКВ заводского изготовления обычно настроен и в регулировке не нуждается. Блок УКВ самостоятельного изготовления настраивают с помощью ВЧ пробника прибора Х1-7, который подключают к выходу ПЧ блока УКВ. Ко входу блока подсоединяют выход ВЧ генератора качающейся частоты прибора и, изменяя настройку блока УКВ, по частотным меткам определяют диапазон принимаемых частот. При необходимости его корректируют подстройкой контура гетеродина. Входные контуры и контуры УРЧ настраивают по максимуму кривой на экране индикатора.

Налаживание приемников ЧМ с синхронным детектором сводится к настройке контуров на заданные частоты или к подгонке их настроек для работы в заданном диапазоне частот, балансировке УПТ в цепи ФАПЧ, для обеспечения симметричности полосы захвата и удержания, подбору оптимального напряжения от гетеродина, подводимого обычно к балансному фазовому детектору. Для предотвращения самовозбуждения в петле ФАПЧ корректируется ФЧХ усилителя совместно с ФНЧ на выходе фазового детектора.

Налаживание приемников со сверхрегенеративным детектором проводят регулировкой по постоянному току режима транзистора так, чтобы во всем перекрываемом диапазоне частот была устойчивая сверхрегенерация, определяемая по характерному шипению и чувствительности к принимаемым сигналам. Затем укладывается необходимый диапазон частот и окончательно подбирается режим детектора по минимуму искажений сигнала. При регулировке такого детектора в супергетеродинном приемнике кроме указанных работ необходимо провести сопряжение контуров по методике, изложенной ранее. Детекторный каскад обладает высокой чувствительностью и способен принимать сильные сигналы, лежащие в полосе побочных каналов приема без подсоединения к контуру антенны. По этой причине сверхрегенеративный детектор в супергетеродинном приемнике должен быть хорошо экранирован.

Налаживание стереодекодеров

В радиолюбительских условиях для налаживания стереодекодеров целесообразно использовать КСС, получаемый с выхода частотного детектора до цепи коррекции предыскажений. Регулировкой добротности контура восстановления поднесущей добиваются, чтобы ее уровень при замыкании этого контура изменялся ровно в 5 раз после предварительной точной настройки этого контура по максимуму напряжения поднесущей частоты на выходе. Эту операцию лучше проделывать во время паузы в стереофонической передаче. Пауза в одном из каналов, которая обычно имеется в тест-сигнале, передаваемом РВ станцией перед началом стереофонических передач, используется для регулировки переходного затухания между каналами.



ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ПРИЕМ

РАЗДЕЛ 3

СОДЕРЖАНИЕ

3.1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Типовая структурная схема приемника черно-белого изображения

Современные телевизионные приемники выполняют по супергетеродинной схеме. При этом для усиления сигналов звукового сопровождения в подавляющем большинстве телевизоров используют часть каскадов канала изображения (так называемая одноканальная схема — рис. 3.1).

Смеситель и гетеродин телевизора вместе с УРЧ и переключателем, осуществляющим все переключения при переходе с приема одного телевизионного канала на другой, конструктивно объединяют в блок, который носит название селектора каналов (СК). Если телевизор рассчитан на прием телевизионных программ не только в 12 каналах МВ, но и в диапазоне ДМВ (табл. 3.1), его снабжают дополнительным блоком — селектором каналов ДМВ. Селектор каналов ДМВ может входить в конструкцию телевизора, быть объединенным с селектором каналов МВ либо выполняться в виде приставки к телевизору.

Принятое изображение воспроизводится на экране кинескопа телевизора. В блоке синхронизации и разверток телевизора вырабатываются переменные пилообразные токи строчной (15 625 Гц) и полукадровой (50 Гц) частоты, которые поступают в отклоняющую систему (ОС) кинескопа (рис. 3.1). Импульсы для синхронизации генераторов разверток выделяются из полного телевизионного сигнала в амплитудном селекторе.

В современных телевизорах используют кинескопы с отклонением электронного луча магнитным полем. Поэтому в ОС токи от блока развертки преобразуются в магнитные поля, под действием которых луч в кинескопе перемещается по экрану слева направо и сверху вниз, последовательно развертывая изображение. На модулятор кинескопа из приемного блока телевизора подаются сигналы, которые управляют яркостью воспроизводимого изображения.

Напряжения для питания микросхем и транзисторов в телевизоре, вырабатываются в блоке питания, который содержит выпрямители (или батареи и преобразователь напряжения в переносных телевизорах). Высокие напряжения для питания кинескопа вырабатываются дополнительным выпрямителем, на который подаются импульсы напряжения от генератора строчной развертки.

Несущие ПЧ изображения и звукового сопровождения разделяются после видеодетектора. Видеодетектор выполняет также роль смесителя несущих частот сигналов звукового сопровождения и изображения. На его выходе образуется сигнал с частотой, равной разности между несущими ПЧ изображения и звукового сопровождения, т. е. 38—31,5 = 6,5 МГц. Так как одна из несущих ПЧ модулирована по амплитуде, а другая — по частоте, то разностная частота оказывается промодулированной не только по амплитуде, но и по частоте (6,5 МГц ± 75 кГц). Разностная частота, являющаяся второй ПЧ канала звука, выделяется на выходе видеодетектора (или видеоусилителя) при помощи фильтра, настроенного на 6,5 МГц, а затем усиливается, ограничивается и детектируется, как и в обычном приемнике ЧМ.

Таким образом, прием сигналов звукового сопровождения ведется с двойным преобразованием частоты, причем вместо сигнала второго гетеродина используется несущая ПЧ изображения. Чтобы существенно уменьшить помехи на изображении со стороны сигналов звукового сопровождения, нужно, чтобы амплитуда разностной частоты на выходе видеодетектора была в 10—20 раз меньше амплитуды сигнала изображения. Участок характеристики УПЧИ в месте, где расположена несущая ПЧ звукового сопровождения, должен быть по возможности близким к горизонтальному в пределах нескольких сотен килогерц, с тем чтобы уменьшить вредную амплитудную модуляцию разностной частоты.

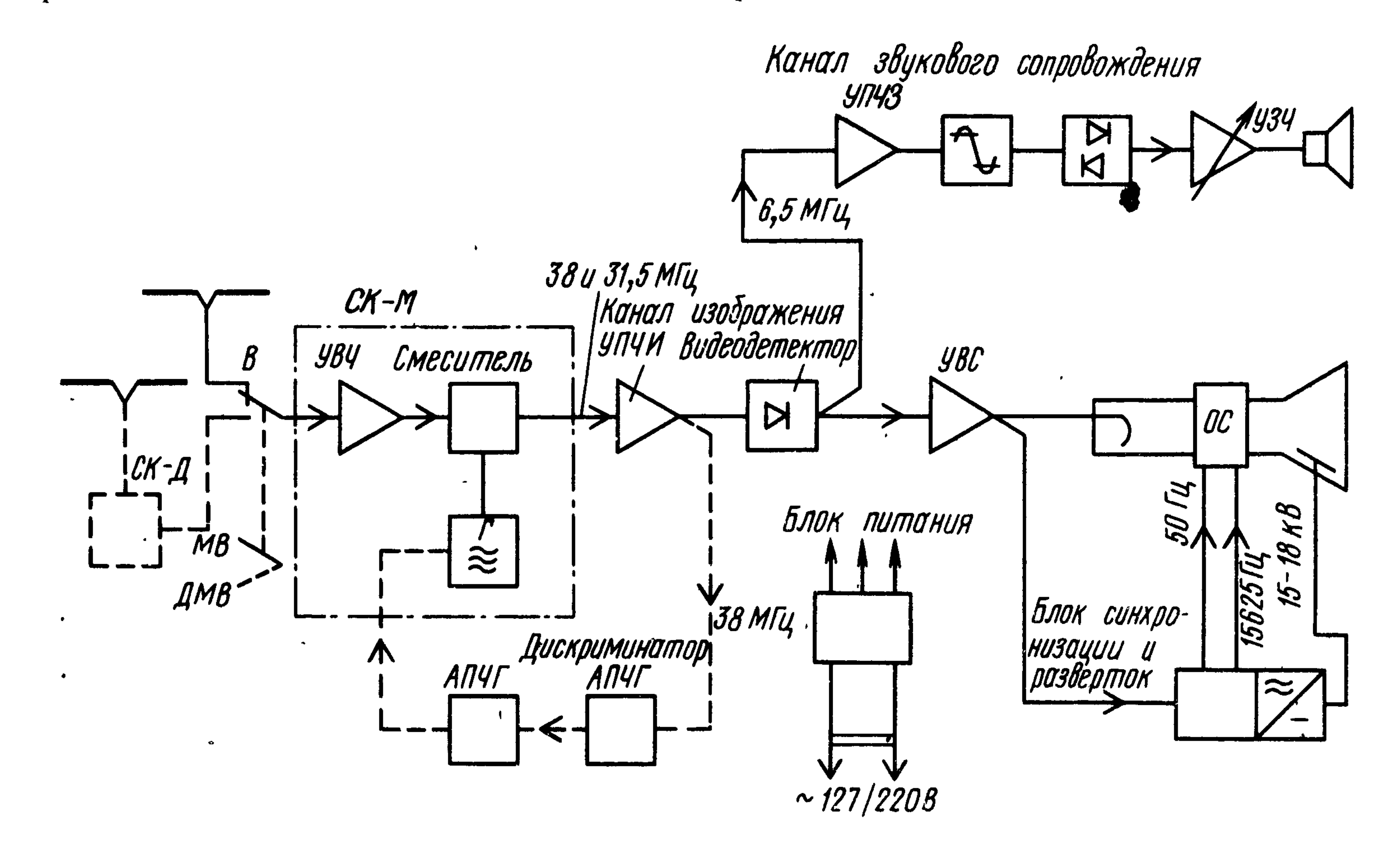


Рис. 3.1

Таблица 3.1. **Телевизионные каналы, используемые в СССР**

Номер канала	Частотные границы канала, МГц	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звукового сопровождения, МГц
МВ			
1	48,5—56,5	49,75	56,25
2	58—66	59,25	65,75
3	76—84	77,25	83,75
4	84—92	85,25	91,75
5	92—100	93,25	99,75
6	174—182	175,25	181,75
7	182—190	183,25	189,75
8	190—198	191,25	197,75
9	198—206	199,25	205,75
10	206—214	207,25	213,75
11	214—222	215,25	221,75
12	222—230	223,25	229,75
ДМВ			
21	470 - 478	471,25	477,75
22	478—486	479,25	485,75
23	486—494	487,25	493,75
24	494—502	495,25	501,75
25	502—510	503,25	509,75
26	510—518	511,25	517,75
27	518—526	519,25	525,75
28	526—534	527,25	533,75
29	534—542	535,25	541,75
30	542—550	543,25	549,75
31	550—558	551,25	557,75
32	558—566	559,25	565,75
33	566—574	567,25	573,75
34	574—582	575,25	581,75
35	582—590	583,25	589,75
36	590—598	591,25	597,75
37	598—606	599,25	605,75
38	606—614	607,25	613,75
39	614—622	615,25	621,75
40	622—630	623,25	629,75
41	630—638	631,25	637,75
42	638—646	639,25	645,75
43	646—654	647,25	653,75
44	654—662	655,25	661,75
45	662—670	663,25	669,75
46	670—678	671,25	677,75
47	678—686	679,25	685,75
48	686—694	687,25	693,75
49	694—702	695,25	701,75
50	702—710	703,25	709,75
51	710—718	711,25	717,75
52	718—726	719,25	725,75
53	726—734	727,25	733,75
54	734—742	735,25	741,75
55	742—750	743,25	749,75
56	750—758	751,25	757,75
57	758—766	759,25	765,75
58	766—774	767,25	773,75
59	774—782	775,25	781,75
60	782—790	783,25	789,75

Структурная схема телевизионного приемника цветного изображения

Кинескоп цветного телевизионного приемника. Кинескоп имеет три электронных прожектора, расположенных в вершинах равностороннего треугольника (рис. 3.2) или по прямой линии (рис. 3.3,*в*) и экран в виде мозаики из сотен тысяч пятен (рис. 3.2) или полос (рис. 3.3, *а*) люминофоров красного *R*, зеленого *G* и синего *B* свечения.

Пятна мозаики, расположенные в строго определенном порядке, образуют триады — группы из трех пятен. Три электронных луча *R*, *G*, *B* создаются тремя электронными прожекторами, каждый

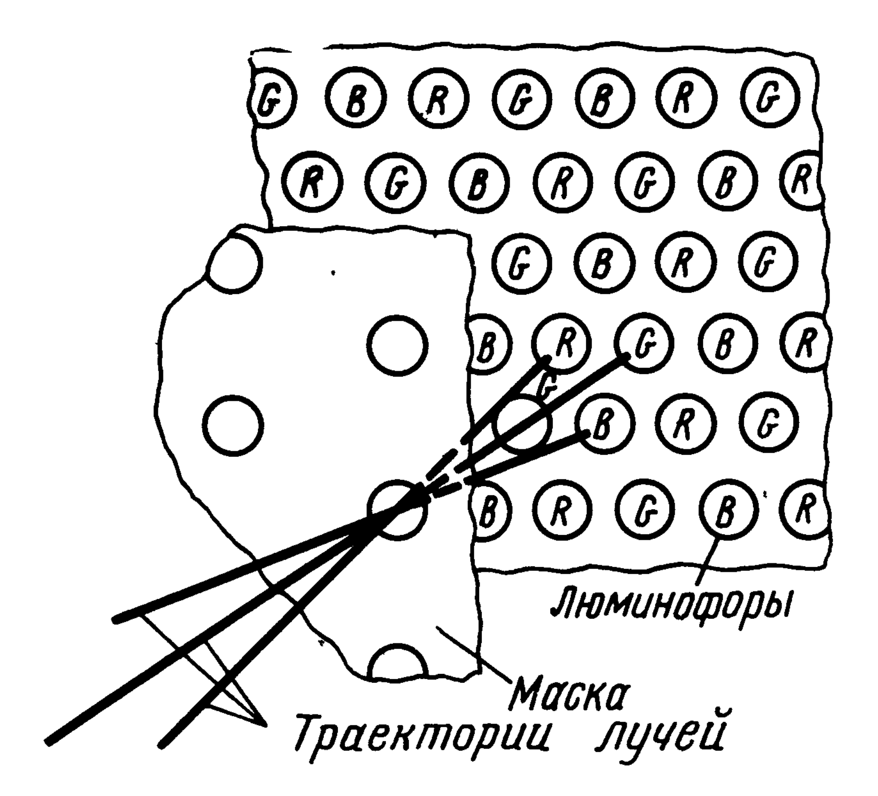


Рис. 3.2

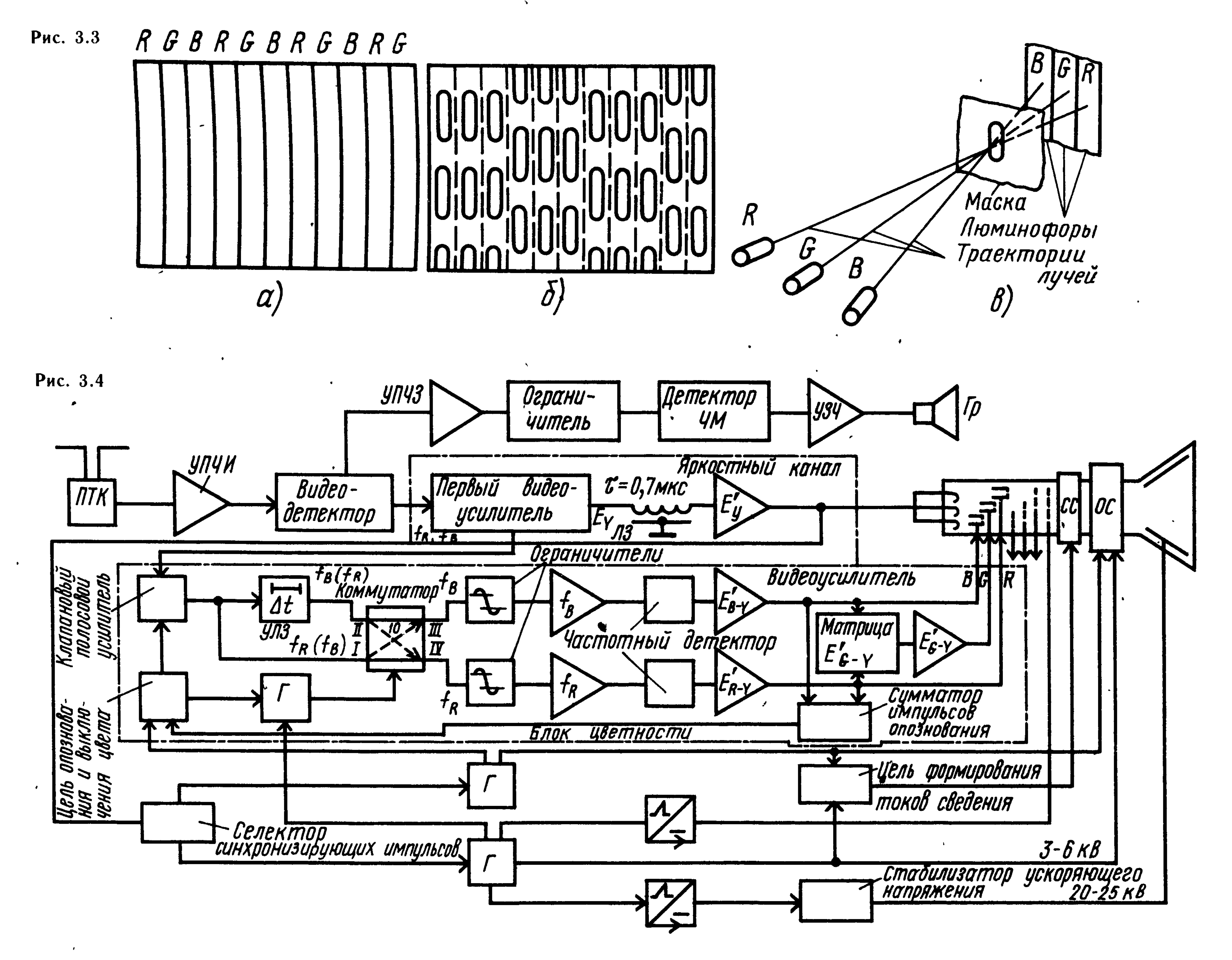
из которых состоит из подогревателя, катода, модулятора, ускоряющего и фокусирующего электродов. Перед экраном расположена цветоделительная маска — тонкий металлический лист с круглыми (см. рис. 3.2) или щелевидными (рис. 3.3,*б*) отверстиями с поперечником около 0,25 мм, число которых достигает 550 000. Каждый из трех лучей благодаря фиксированному наклону прожектора попадает лишь на пятна или полосы люминофора «своего» цвета и возбуждает их. Маска задерживает большую часть электронного потока лучей, и достаточная яркость свечения люминофоров достигается при напряжении второго анода до 25 кВ и токе каждого из лучей 300—400 мкА.

Режим электронных прожекторов устанавливают так, что без сигнала цветности $E_{цв}$ суммарный цвет свечения экрана получается белым. При приеме лишь яркостного сигнала E'_Y, эквивалентного сигналу черно-белого телевидения, изображение выглядит «неокрашенным». Под действием сигнала $E_{цв} = E_{цвR} + E_{цвG} + E_{цвB}$, модулирующего три прожектора, возникают различия в интенсивности свечения люминофоров, и изображение «окрашивается». Если декодирующее устройство выключить, то на цветной телевизор можно принимать черно-белые программы.

Структурная схема. Селектор каналов, каскады УПЧИ, видеодетектор и канал звукового сопровождения цветного телевизора аналогичны одноименным функциональным узлам телевизора для приема черно-белой программы. Поэтому при конструировании цветных телевизоров можно использовать селекторы каналов и приемно-усилительные блоки от обычных заводских или самодельных телевизоров, иногда с некоторыми переделками.

Блок разверток цветного телевизора сложнее, так как для работы отклоняющей системы трехлучевого кинескопа требуется большая мощность. Для него необходимо более высокое (20—25 кВ) и при этом стабильное ускоряющее напряжение. Кроме того, нужен отдельный выпрямитель, дающий 3—6 кВ на фокусирующий электрод кинескопа.

Существенной особенностью цветного телевизора является наличие в нем электромагнитной системы сведения лучей трех электронных про-



жекторов кинескопа и блока цветности — устройства, декодирующего сигнал цветности.

Канал цветности. Функциональные элементы и группы этого блока выделены на структурной схеме цветного телевизионного приемника (рис. 3.4) штрих-пунктирной линией. Сигналы яркости и цветности разделяются после первого видеоусилителя. С его выхода цветовые поднесущие f_R и f_B поступают на клапанный полосовой усилитель, выход которого соединен со входом *I* электронного коммутатора непосредственно и со входом *II* через ультразвуковую линию задержки (УЛЗ). Линия эта задерживает сигналы f_R и f_B на время передачи одной строки изображения, т. е. на 64 мкс, благодаря чему оба сигнала f_R и f_B появляются на входах *I* и *II* коммутатора одновременно. При поступлении сигнала f_R вход *I* соединяется с выходом *IV* и вход *II* с выходом *III*, а при поступлении сигнала f_B вход *I* соединяется с выходом *III*, а вход *II* — с выходом *IV*. В результате на выходе *III* всегда появляется сигнал f_B, а на выходе *IV* — сигнал f_R.

Коммутатор управляется П-образными импульсами, поступающими от генератора *Г* коммутирующих импульсов. Начальная фаза импульсов этого генератора устанавливается цепью опознавания и выключения цвета, которая, кроме того, закрывает клапанный усилитель при приеме цветным телевизором черно-белой программы (когда в полном сигнале отсутствуют поднесущие f_B и f_R).

С выходов коммутатора сигналы f_B и f_R поступают на ограничители, усиливаются и подаются на входы частотных детекторов. Здесь сигналы f_B и f_R детектируются, и на выходе детектора появляются цветоразностные сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y}. Так как вместо сигнала E'_{B-Y} передается сигнал обратной полярности E'_{Y-B}, то наклон характеристики частотного детектора этого сигнала противоположен наклону характеристик детектора сигнала E'_{R-Y}. Сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y} усиливаются в видеоусилителях, где осуществляется коррекция видеочастотных предыскажений, и поступают в матрицу, где формируется сигнал E'_{G-Y}, который усиливается видеоусилителем. Кроме сигналов от деталей изображения на выходе видеоусилителей E'_{B-Y} и E'_{R-Y} появляются сигналы опознавания, которые подаются в суммирующую цепь, содержащую фильтр верхних частот. Этот фильтр формирует сигналы, используемые для управления цепью опознавания и выключения цвета.

Полученные на выходе канала цветности сигналы E'_{B-Y}, E'_{R-Y} и E'_{G-Y} поступают на модуляторы прожекторов кинескопа. Одновременно на катоды прожекторов поступает яркостный сигнал E'_Y с выхода видеоусилителя яркостного

канала. В кинескопе происходит вычитание сигнала E'_Y из сигналов E'_{B-Y}, E'_{R-Y} и E'_{G-Y} (матрицирование), прожекторы оказываются промодулированными сигналами цветности E'_B, E'_R и E'_G, и на экране воспроизводится цветное изображение.

Получили также распространение цветные телевизоры, в которых матрицирование (вычитание) сигнала E'_Y из сигналов E'_{B-Y}, E'_{R-Y} и E'_{G-Y} осуществляется не при модуляции кинескопа всеми этими сигналами, а в отдельной матричной цепи, имеющейся в канале цветности. Полученные на выходе этой цепи сигналы E'_R, E'_G и E'_B усиливаются в трех видеоусилителях и используются для модуляции трех пушек кинескопа по цепи катодов или модуляторов. Амплитуда сигналов E'_R, E'_G и E'_B, необходимая для полной модуляции лучей кинескопа, оказывается меньшей, чем у сигналов E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y}, что очень важно, если в оконечных каскадах канала цветности применяются транзисторы.

В видеоусилителе яркостного канала имеется линия задержки (ЛЗ), в которой сигнал E'_Y задерживается на 0,6 — 0,8 мкс. Это необходимо для того, чтобы сигнал E'_Y и запаздывающие сигналы цветности от одной и той же детали изображения одновременно модулировали лучи прожекторов кинескопа. Из-за запаздывания сигналов цветности, усиливаемых в канале, полоса пропускания которого уже полосы канала яркости (1,5 и 6 МГц соответственно), краски на экране кинескопа могут сдвинуться относительно контуров деталей изображения.

Параметры телевизионных приемников

В зависимости от технических характеристик телевизоры разделяются на стационарные и переносные (ГОСТ 18198—79). Телевизоры, находящиеся в эксплуатации и выпускавшиеся до 1980 г. по ГОСТ 18198—72, разделяются на классы I—IV (табл. 3.2), причем приемники класса IV изготавливались только переносными.

В телевизионных приемниках с электронной настройкой диапазон частот принимаемых сигналов может быть разбит на поддиапазоны: I — каналы 1 и 2; II — каналы 3—5; III — каналы 6—12; IV и V — каналы 21—60. Для обеспечения приема в IV и V поддиапазонах в телевизорах всех классов должна быть предусмотрена возможность установки блоков СК-Д. Значения промежуточных частот приняты для изображения — 38,0 МГц, для звука — 31,5 МГц.

У стационарных телевизоров нестабильность частоты гетеродина от прогрева должна быть не более ±300 кГц, а при изменении напряжения питания от +5 до — 10% — не более ±200 кГц.

Таблица 3.2. **Основные параметры телевизионных приемников черно-белого изображения**

Параметр	Класс телевизора			
	I	II	III	IV
Размер экрана кинескопа по диагонали, см, не менее	67	61	50	*
Чувствительность тракта изображения в I—III диапазонах, мкВ (дБ/мВт), не менее:				
а) ограниченная шумом	80 (—71)	85 (—70)	110 (—68)	
б) ограниченная синхронизацией	27 (—80)	55 (—74)	110 (—68)	*
Чувствительность тракта звукового сопровождения в I—III диапазонах, ограниченная шумами (при отношении напряжений помехи и сигнала —26 дБ), мкВ (дБ/МВт), не менее	27 (—80)	55 (—74)	110 (—68)	
Селективность, дБ, не менее:				
а) в точке —1,5 МГц	40	40	32	30
в в полосе ниже —1,5 МГц	38	38	30	28
б) в точке +0,8 МГц	45	45	45	30
в полосе выше +0,8 МГц	Снижение	на 6	дБ/МГц	30
Подавление несущей звука, дБ, не менее	26	20	20	20
Эффективность автоматической регулировки усиления на I—III диапазонах:				
а) изменение сигнала на выходе, мВ	0,10—85,0	0,25—50,0	0,50—10,0	1,0—20,0
б) изменение сигнала на выходе, дБ	2	3	3	3
Максимально допустимый входной сигнал, мВ (дБ/МВт), не менее	85	85	85	*
Максимальная яркость свечения, кд/м^2, не менее	150	140	110	150
Контрастность в крупных деталях, не менее	150:1	140:1	110:1	150:1
Разрешающая способность в центре экрана, линии, не менее:				
а) по горизонтали	550	500	450	400
б) по вертикали	600	550	500	400
Нелинейные искажения растра по горизонтали и по вертикали, %, не более	±8	±10	±10	*
Нестабильность размеров изображения, %, не более:				
а) от прогрева	3	5	5	*
б) от изменения напряжения питания от +5 до —10	4	6	6	*
Расстройка частотного детектора при прогреве, кГц, не более	±10	±15	±20	±25
Среднее (номинальное) звуковое давление, Па, не менее	0,8	0,6	0,4	*
Частотная характеристика тракта звукового сопровождения по звуковому давлению (при неравномерности не более 14 дБ). Гц, не уже	80—12500	100—10000	125—7100	*
Коэффициент нелинейных искажений тракта звукового сопровождения по звуковому давлению, %, не более:				
а) на частотах 200—400 Гц	5	7	7	*
б) на частотах свыше 400 Гц	4	5	5	*
Уровень акустического шума, дБ, не более	30	40	40	—

Примечание. Знак * означает, что норма для телевизоров конкретных типов указана в специальных технических условиях и стандартах, утверждаемых дополнительно.

У переносных телевизоров в поддиапазонах I—III как от прогрева, так и от колебания напряжения питания в тех же пределах нестабильность частоты не должна превышать ±300 кГц, а в поддиапазонах IV и V в зависимости от конкретного типа телевизора нормы утверждаются дополнительно.

Частота следования кадров и полей установлена равной соответственно — 25 и 50 Гц, частота разложения по строкам — 15 625 Гц, а формат кадра (отношение его ширины к высоте) —4:3 (ГОСТ 7845—79). При формате кадра 4:3 длительность обратного хода луча по вертикали и горизонтали должна составлять не более 5% периода кадровой развертки и не более 18% периода строчной развертки. При формате кадра 5:4 длительность обратного хода строчной развертки должна быть не более 22% ее периода. Допустимо снижение разрешающей способности на краях экрана не более чем на 10%.

ГОСТ 18198—79 и ГОСТ 16706—79 предусматривают для всех телевизоров выполнение следующих требований:

1) номинальное сопротивление радиочастотной входной асимметричной цепи должно быть равным 75 Ом, а коэффициент отражения в этой цепи не более 0,5;

2) уровень поля излучения гетеродина на расстоянии 3 м от теливизора на основных частотах и гармониках 1—5 каналов не должен составлять более 500 мкВ/м, а на основных частотах 6—12 каналов — не более 1000 мкВ/м;

3) селективность по промежуточной частоте в полосе 31,25—39,25 МГц для 1 и 2 каналов должна быть не ниже 40 дБ, а для остальных каналов — 50 дБ; селективность по зеркальному каналу на I—III поддиапазонах должна быть не ниже 45 дБ, а на IV и V поддиапазонах — 50 дБ;

4) геометрические искажения растра типов «бочка», «подушка» «трапеция», «параллелограмм» не должны превышать 3%;

5) синхронизация не должна нарушаться при изменении напряжения видеосигнала от номинального в пределах 0,75 — 3,5 и при изменении напряжения сети ±10%;

6) должно отсутствовать яркое пятно на экране после выключения телевизора;

7) должна иметься возможность подключения телефонов как при включенных, так и при выключенных громкоговорителях;

8) телевизоры должны подключаться к сети напряжением 220 В и сохранять работоспособность при изменениях напряжения питания от +5 до —10% (переносные телевизоры должны, кроме того, иметь автономный источник питания напряжением 12 В).

Для стационарных телевизоров надо обеспечить наличие на модуляторе кинескопа постоянной составляющей сигнала и отсутствие заметных искажений звука до появления изображения после включения; автоматическую и ручную подстройку частоты гетеродина; регулировку тембра звука по нижним и верхним частотам; подключение магнитофона для записи звукового сопровождения; возможность управления как с помощью проводного, так и беспроводного дистанционного управления (ДУ). В телевизорах переносных выполнение перечисленных требований, предъявляемых к телевизорам стационарным, не обязательно.

В стационарных телевизорах должны применяться кинескопы с размером экрана по диагонали не менее 50 см, а в переносных — не более 45 см.

Определение основных параметров по универсальной испытательной таблице

Для субъективного и объективного контроля основных параметров телевизионных приемников и параметров черно-белого и цветного (по системе СЕКАМ) телевизионных изображений применяется универсальная электрическая испытательная таблица — УЭИТ, которая позволяет контролировать параметры: формат изображения; устойчивость синхронизации разверток; растровые (геометрические) искажения; четкость изображения; воспроизведение градаций яркости; тянущиеся продолжения и повторы; правильность чересстрочной развертки; установку уровня черного; установку центровки изображения.

Кроме того, УЭИТ позволяет контролировать также параметры цветного телевизионного изображения: верность цветопередачи на разных уровнях яркости и основные цвета кинескопа; совмещение (сведение лучей) трех изображений; динамический баланс белого; цветовую четкость; установку «нулей» частотных детекторов; цветовые переходы; соответствие уровней яркостного и цветоразностных сигналов на управляющих электродах приемной трубки; временное совпадение яркостного и цветоразностных сигналов.

Универсальная электронная испытательная таблица (рис. 3.5) имеет прямоугольную форму с отношением ширины к высоте 4:3. Отклонение УЭИТ от прямоугольной формы позволяет контролировать геометрические искажения телевизионного растра, УЭИТ имеет обрамление из чередующихся черно-белых (соответственно уровня черного и белого) прямоугольников в горизонтальных рядах *1* и *20* и в вертикальных *А* и *Э* минимальной и максимальной яркости. Они используются для контроля работы амплитудных селекторов синхроимпульсов (устойчивости синхронизации) в телевизионных приемниках и видеоконтрольных устройствах (ВКУ). При неправильной работе селектора вертикальные линии на экране становятся ломаными. О максимальном размахе сигнала изображения можно судить, проводя осциллографический контроль сигнала, соответствующего строкам обрамления УЭИТ.

Испытательная таблица имеет сетку из 19 горизонтальных и 25 вертикальных белых линий. Сетка служит для контроля линейности разверток, сведения лучей цветного кинескопа и искажений в виде многоконтурности (повторов). Для

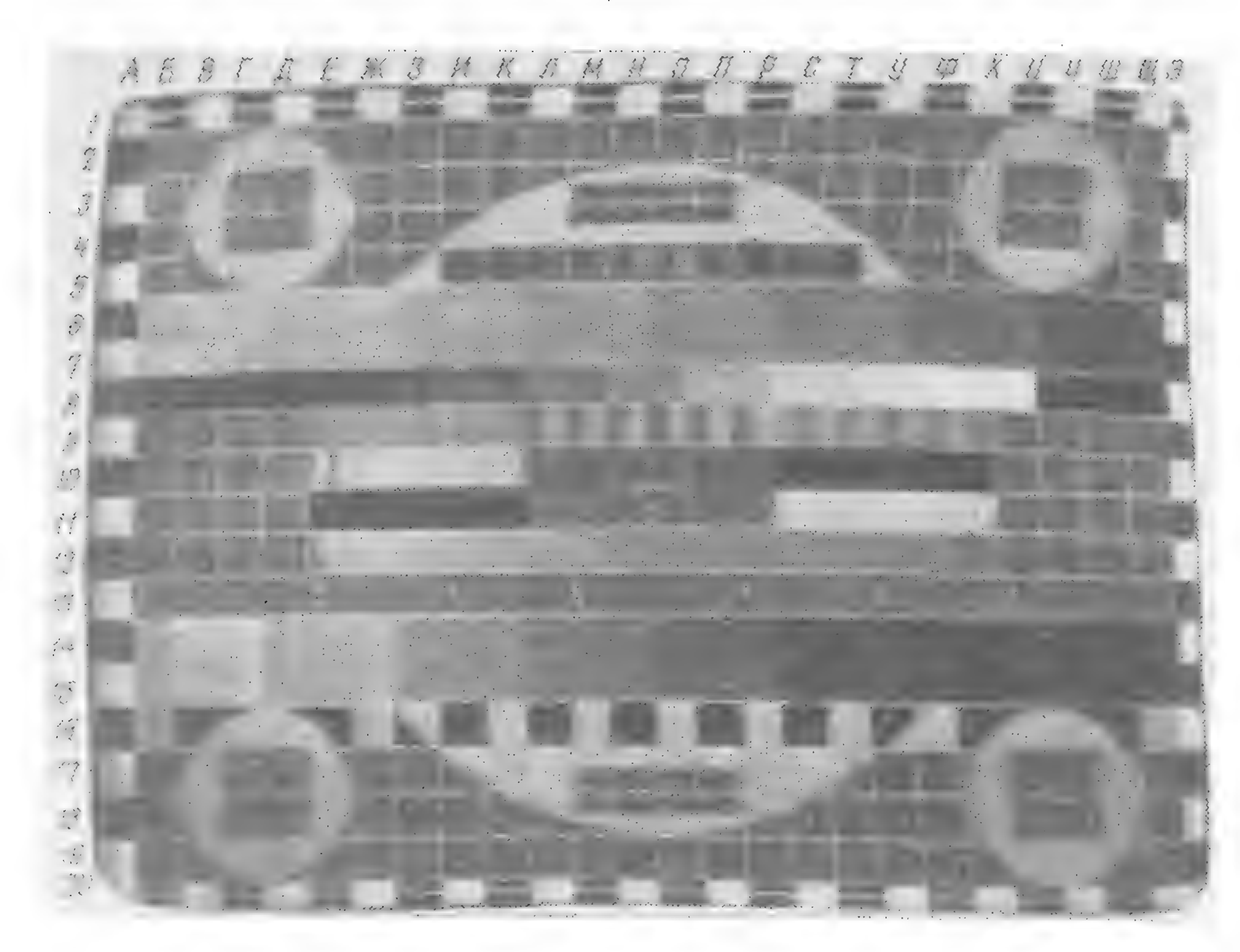


Рис. 3.5

проверки искажений в виде многоконтурности могут использоваться также темная линия на белом прямоугольнике (квадрат *10*, *Е*). Горизонтальные белые линии формируются в результате засветки двух соседних строк. Вертикальные линии сетки создаются импульсами длительностью, равной двум элементам разложения телевизионного изображения.

Участки *10*, *Е — Х* и *11*, *Е — Х* предназначены для проверки искажений в виде тянущихся продолжений.

Горизонталь *13* служит для проверки яркостной горизонтальной четкости. На ней находятся семь групп черно-белых штрихов, которым соответствуют сигналы частот 2, 3, 4, 5, 4, 3 и 2 МГц. Частотам 2, 3, 4, 5 и 5,5 МГц соответствует примерно 220, 330, 440, 550 и 600 линий четкости, определяемой по таблице ТИТ 0249. На экране цветного телевизора эти черно-белые штрихи приобретают дополнительную окраску, создаваемую сигналами от них, попадающими в канал цветности.

В участках *3*, *4*, *ГД* и *ЦЧ*; *17*, *18*, *ГД* и *ЦЧ* расположены вертикальные черно-белые штрихи. Они используются для контроля четкости по углам таблицы и фокусировки электронного луча. На экране цветного телевизора по горизонтали *12*, *Е — Х* воспроизводится непрерывное изменение цвета от зеленого до пурпурного с переходом через белое (серое) в середине полосы. По этим сигналам возможен осциллографический контроль ухода нулей и линейности АЧХ детекторов цветоразностных сигналов.

На участках *16*, *З — У* имеются чередующиеся черно-белые квадраты, которые совместно с участками *14*, *15*, *З — У* предназначены для контроля соответствия уровней яркостного и цветоразностных сигналов. Контроль проводят при включенном блоке цветности путем сравнения яркостей соответствующих участков горизонталей *16* и *14*, *15* при закрытых двух лучах кинескопа.

Для контроля закрывают синий и зеленый электронные лучи кинескопа. Если яркость красного цвета на участках *16* и *14*, *15* одинакова от *З* до *У*, то уровень сигнала красного соответствует установленному уровню яркостного сигнала. Соответствия добиваются изменением уровня сигнала красного или уровня яркостного сигнала.

Затем открывают синий и закрывают красный лучи кинескопа. Если яркость синего цвета на участках *16* и *14*, *15* не одинакова от *З* до *У*, то уровень сигнала синего не соответствует уровню яркостного сигнала. Уровень сигнала синего устанавливают, не изменяя уровня яркостного сигнала. Если при изменении уровня сигнала синего необходимого соответствия яркостей синего цвета между участками *16* и *14*, *15* не получается, то изменяют уровень яркостного сигнала. Однако после этого следует повторить операцию по установке уровня сигнала красного.

Центр УЭИТ образован пересечением горизонтальной белой линии на границе квадратов *10, 11, Н, О* с вертикальной линией, разделяющей участки *Н* и *О*, которые служат для статического сведения лучей цветного кинескопа и для центровки изображения. Для оценки качества чересстрочной развертки на участке *11*, *Е — К* расположена диагональная светлая линия. При правильной чересстрочной развертке линия не имеет изломов и изгибов.

На экране цветного телевизора в горизонталях *6*, *7* и *14*, *15* воспроизводятся цветные полосы различной яркости и насыщенности. Они предназначены для объективной оценки с помощью колориметра верности цветопередачи на разных уровнях яркости и для контроля основных цветов приемника (горизонтали *14*, *15*). Цветные полосы на горизонталях *14*, *15* могут также использоваться для проверки коррекции предыскажений по видеочастоте (осциллографическим способом или визуально по воспроизведению переходов от одного цвета к другому).

На экране цветного телевизора в горизонтали *9*, *Е — Х* воспроизводятся цветные штрихи для

визуальной проверки цветовой четкости в следующей последовательности: желто-синие штрихи, которым соответствует частота импульсов 0,5 МГц, желто-синие штрихи (1,0 МГц), красно-голубые штрихи (1,0 МГц) и красно-голубые штрихи (0,5 МГц). По желто-синим штрихам (0,5 МГц) контролируют работу линии задержки яркостного канала и временно́е совпадение яркостного и цветоразностных сигналов. По цветным штрихам также возможен контроль настройки контура коррекции высокочастотных предыскажений («клеш»). При правильной настройке контура «клеш» цвет желто-синих и красно-голубых штрихов примерно соответствует аналогичным цветам горизонталей *6*, *7*. Если теряют окраску желтые и красные штрихи, то это означает, что контур «клеш» настроен на более высокую резонансную частоту, если же синий и голубой, то на более низкую.

По горизонтали *8, Г — С* дана шкала контролирования воспроизведения градаций яркости, динамического баланса белого, а также установки «нулей» частотных детекторов цветоразностных сигналов. При правильной установке нулей серая шкала не должна изменять своего цветового оттенка при включенном и выключенном блоке цветности. Для их установки закрывают красный и зеленый (а затем синий и зеленый) лучи кинескопа. Настраивая контур частотного детектора канала синего (красного), добиваются равенства яркостей участков горизонтали синего (красного) цвета при включенном и выключенном блоке цветности.

Участки *8*, *Д* и *Г* служат для установки уровня черного. Уровень сигнала, соответствующего участку *8*, *Д*, на 4% выше уровня черного. Сначала регулируя яркость изображения, добиваются, чтобы на участках *8*, *Г* и *8*, *Д* было заметно различие по яркости. Затем ее уменьшают до тех пор, пока яркости этих участков не сравняются.

3.2. СЕЛЕКТОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАНАЛОВ

Требования к УРЧ селекторов

К усилителю радиочастоты, входящему в состав селектора, предъявляются следующие основные требования: уровень собственных шумов, вносимых УРЧ, должен быть минимальным; принятый сигнал нужно усилить до уровня, превышающего уровень собственных шумов, следующего за УРЧ преобразовательного каскада; неравномерность полосы принимаемых частот на всех каналах — от несущей изображения до несущей звука — должна быть не более 2—3 дБ.

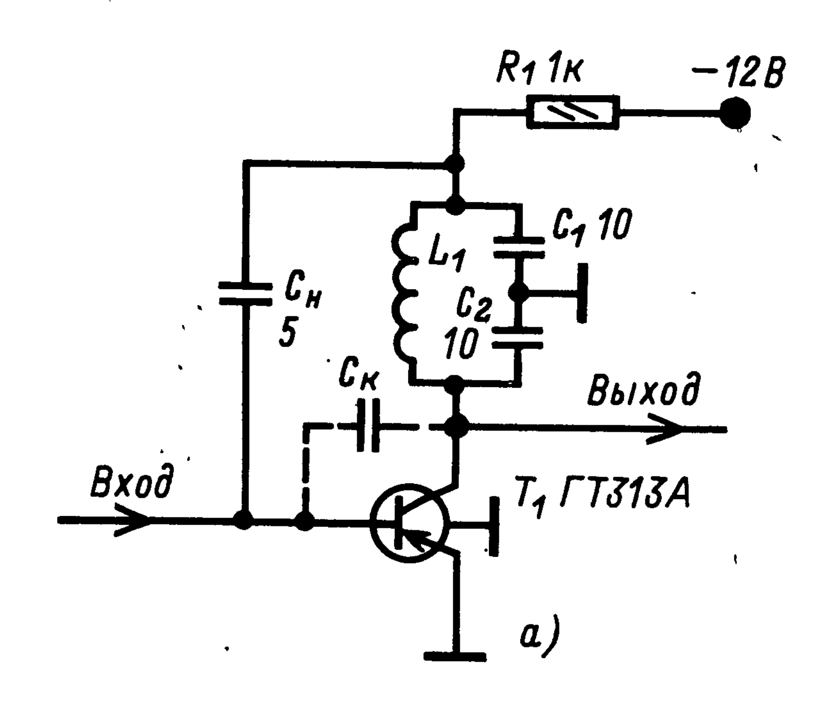
УРЧ селекторов на транзисторах

В УРЧ малогабаритных и переносных телевизоров транзистор можно включить по схеме ОЭ. Так как входное сопротивление транзистора в этом случае выше, чем при включении по схеме с заземленной базой, то удается лучше согласовать его с входным контуром. Для устойчивой работы такого УРЧ применяется нейтрализация внутренней обратной связи, возникающей в транзисторе из-за емкости коллекторного перехода. С этой целью в усилителе введена цепь внешней обратной связи, через которую передается напряжение из выходной цепи во входную в противофазе по отношению к напряжению, действующему через внутреннюю обратную связь.

В усилителях по схемам на рис. 3.6 элементом нейтрализации служит емкость $C_н$. Получить противофазное (по отношению к коллекторному) напряжение для цепи нейтрализации удается, заземлив среднюю точку контура L_1 C_1 C_2 (рис. 3.6,*а*) или снимая это напряжение с дополнительной катушки L_2, связанной с контуром L_1 C_1. В усилителе на рис. 3.6,*б* емкость $C_н$ зависит от коэффициента трансформации и связи между катушками L_1 и L_2, а в усилителе на рис. 3.6,*а* — от отношения емкостей конденсаторов C_1 и C_2. Подавая напряжение сигнала от генератора на коллектор транзистора, подбирают такую емкость $C_н$, чтобы напряжение сигнала во входной цепи, измеренное ламповым милливольтметром, было минимально. Наименьший уровень внутренних шумов УРЧ на транзисторе достигается при токе коллектора 2—3 мА.

Преобразователи частоты селекторов

Наибольшее распространение получил преобразователь частоты, выполненный по схеме на рис. 3.7. Транзистор T_1 работает в смесителе



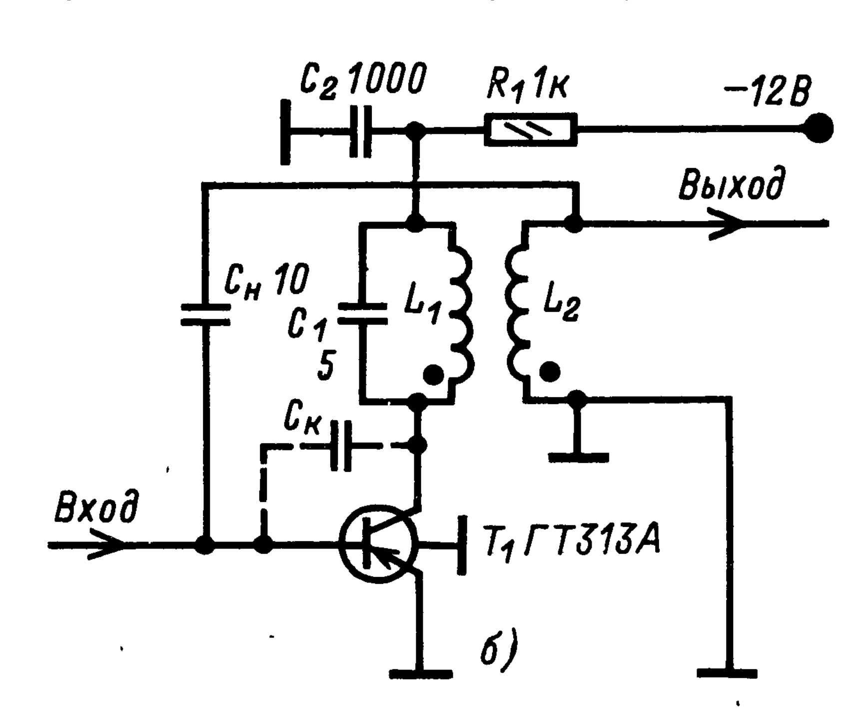


Рис. 3.6

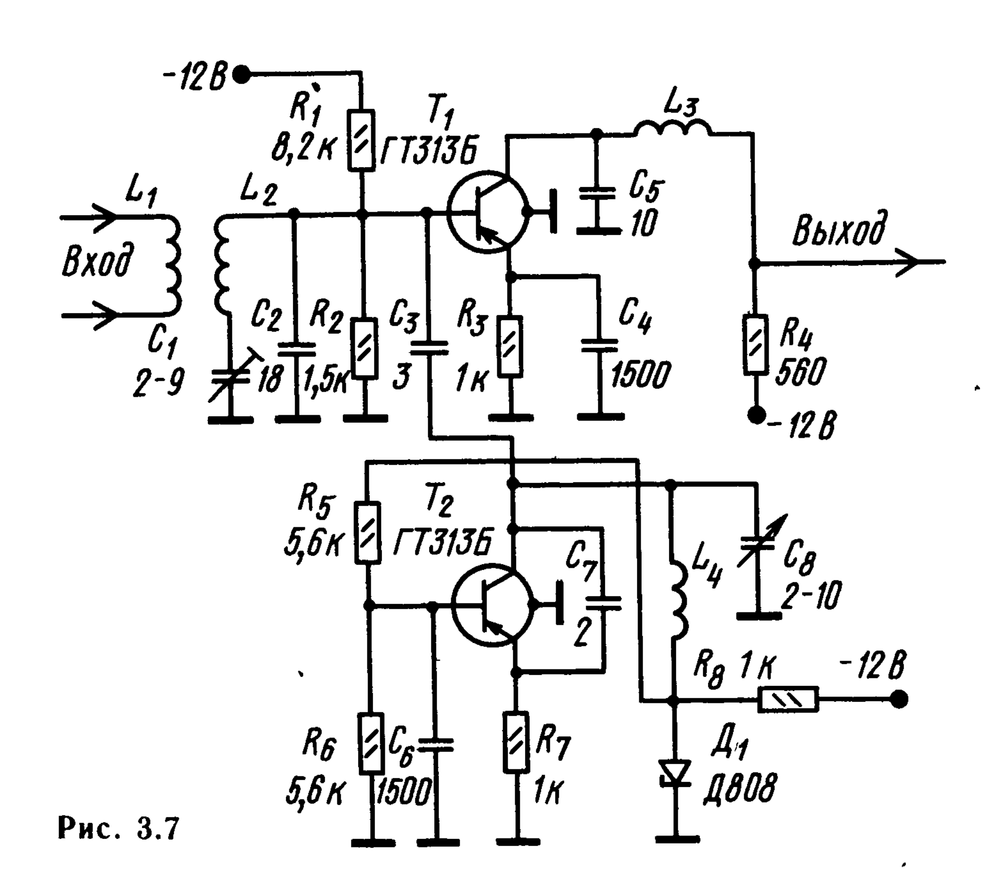


Рис. 3.7

частот, а T_2 — в гетеродине. Транзистор смесителя включен по схеме ОЭ, т.к. коэффициент преобразования такого смесителя выше, чем у смесителя по схеме ОБ. Режим работы смесителя выбирается из соображений получения максимального коэффициента преобразования (величина внутренних шумов смесителя не имеет такого значения, как в УРЧ). Связь между УРЧ и смесителем может быть индуктивной или емкостной. Максимальный коэффициент преобразования обеспечивается при напряжении от гетеродина 200—300 мВ.

Гетеродин выполнен по емкостной трехточечной схеме, в которую входят емкости коллекторного и эмиттерного переходов. Обратная связь осуществляется через небольшую емкость C_7. Стабильность частоты зависит от температурных свойств транзистора и элементов гетеродина. Для ее улучшения применяют конденсаторы C_7 и C_8 с отрицательными ТКЕ. Чтобы частота генерации не зависела от напряжения питания, его стабилизируют при помощи стабилитрона $Д_1$.

Селекторы каналов диапазона метровых волн

Селектор каналов ПТКП-3. Селектор ПТКП-3 с механическим переключением каналов (рис. 3.8) выпускался для переносных телевизоров серии «Юность» и «Электроника» (ППТ-23-1, ППТ-23-2, ППТ-16-1 и др.).

Усилитель радиочастоты на транзисторе T_1 выполнен по схеме ОБ. В цепь эмиттера транзистора T_1 включен П-контур, образованный конденсаторами C_5 — C_7, входной емкостью транзистора, емкостью монтажа и катушками L_1 — L_{45}, переключаемыми при приеме в каналах *1—12*. Фильтры L_{49} — L_{51} C_1 — C_4 — заградительные, обеспечивают селективность блока по промежуточной частоте.

Цепь коллектора транзистора T_1 связана через полосовой фильтр с катушками L_2 — L_{47} с цепью базы транзистора T_2, работающего в смесителе. В первичный контур этого фильтра входят выходная емкость транзистора T_1, емкость монтажа и конденсатор C_{10}, а во вторичный —

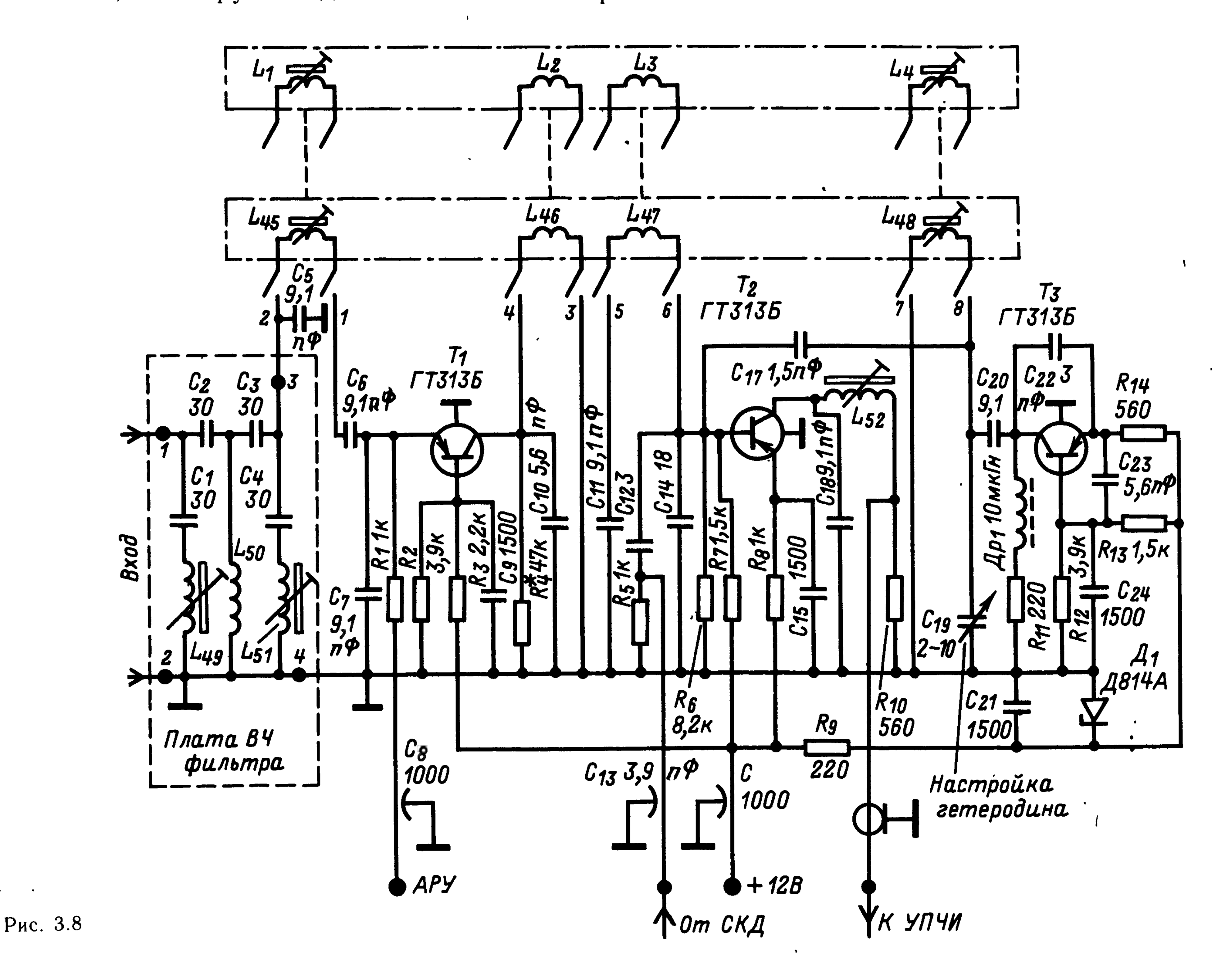


Рис. 3.8

входная емкость транзистора T_2, емкость монтажа и конденсаторы C_{11}, C_{14}.

Через фильтр C_8R_1 на эмиттер транзистора T_1 подается напряжение АРУ. При увеличении принимаемого сигнала это напряжение сильнее запирает транзистор T_1, что приводит к уменьшению усиления каскада.

Транзистор смесителя T_2 включен по схеме ОЭ. Через конденсатор C_{17} на него подается напряжение гетеродина. По переменному току эмиттер транзистора T_2 заземлен через конденсатор C_{16}. Нагрузкой смесителя является контур L_{52} C_{18} R_{10}, настроенный на полосу ПЧ (несущая 38 МГц для изображения и 31,5 МГц — для звукового сопровождения. Выходное напряжение с резистора R_{10} по ВЧ кабелю подается на вход УПЧИ.

Транзистор T_3, включенный по схеме ОБ, работает в гетеродине с емкостной обратной связью. Его режим по постоянному току устанавливается резисторами R_{11} — R_{13}. Напряжение питания гетеродина стабилизировано стабилитроном $Д_1$. Положительная обратная связь из цепи коллектора в цепь эмиттера осуществляется через конденсатор C_{22}. В таком гетеродине уровень генерируемого сигнала оказывается постоянным во всем рабочем диапазоне, так как уменьшение усиления транзистора T_3 с повышением частоты компенсируется увеличением внутренней обратной связи. В контур гетеродина входят катушки L_4 — L_{48} и конденсатор переменной емкости C_{19}, которым осуществляется плавная настройка на выбранный канал.

В селекторе ПТКП-3 предусмотрена возможность подключения селектора для приема ДМВ. Для этой цели можно использовать селекторы СК-Д-1, СК-Д-20 и СК-Д-22, выход которых подключается ко входу ДМВ селектора ПТКП-3, смеситель которого при этом работает в качестве дополнительного каскада УПЧИ.

Селектор каналов СК-М-15 выпущен для полупроводниковых и лампово-полупроводниковых телевизионных приемников черно-белого и цветного изображения II класса серий УПТ-61-II и УЛПЦТ-59/61-II. На входе транзисторного селектора с механическим переключением каналов СК-М-15 (рис. 3. 9) имеется ФВЧ, подавляющий помехи на частотах ниже первого телевизионного канала, в том числе и в диапазоне ПЧ. Входную цепь селектора образуют переключаемые катушки $L_а$, конденсаторы C_4, C_5 и входная емкость транзистора T_1.

Усилитель радиочастоты на транзисторе T_1 собран по схеме ОБ. Автоматическая регулировка усиления осуществляется изменением напряжения на базе транзистора от 9 до 4 В. Нагрузкой транзистора T_1 является полосовой фильтр $L_к$ C_{10} C_{11} $L_б$ C_{13} C_{14}.

Гетеродин собран на транзисторе T_3 по емкостной трехточечной схеме с заземленной базой. Обратная связь между коллектором и эмиттером транзистора осуществляется через конденсатор C_{18}. Резисторы R_7 — R_{10} определяют режим транзистора T_3 по постоянному току. Подаваемое на него напряжение стабилизируется при помощи резистора R_{11} и стабилитрона $Д_1$ (Д809). Частота гетеродина определяется параметрами контура $L_г$ C_{16} и емкостью варикапа $Д_2$ (Д902). На вари-

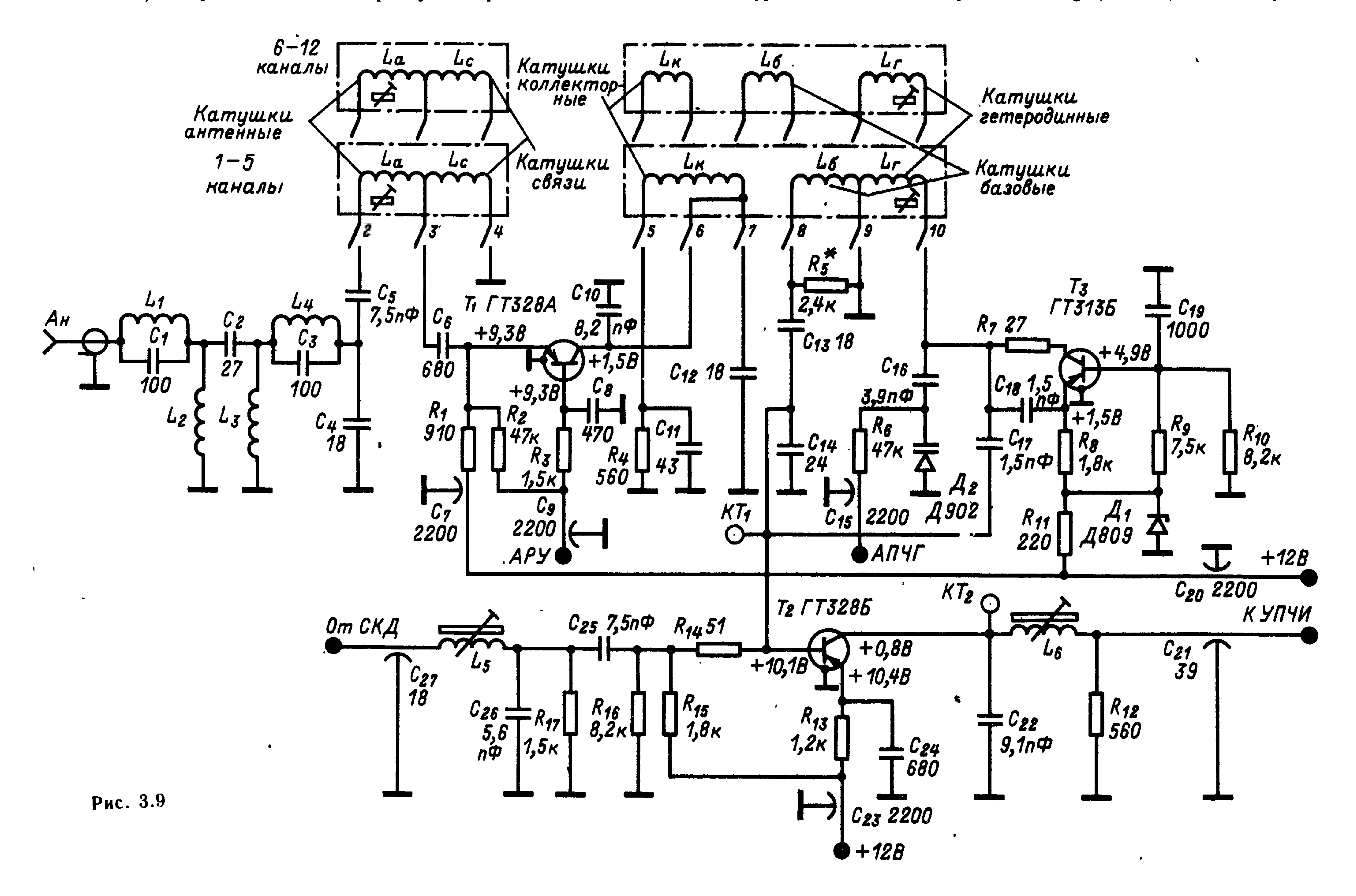


Рис. 3.9

кап через резистор R_6 подается управляющее напряжение, что позволяет осуществить электронную подстройку частоты гетеродина. Изменение управляющего напряжения от 1 до 11В вызывает изменение частоты в пределах ±1,5 МГц. Напряжение гетеродина, поступающее на смеситель через конденсатор C_{17}, составляет (в зависимости от канала) от 50 до 200 мВ.

Смеситель выполнен на транзисторе T_2 по схеме ОЭ. Для согласования входного сопротивления транзистора со вторым контуром полосового фильтра применен емкостный делитель напряжения из конденсаторов C_{13} и C_{14}. Нагрузкой смесителя является контур L_6, C_{21}, C_{22}. Резисторы R_{16}, R_{15}, R_{13} и R_{12} определяют режим транзистора по постоянному току.

В селекторе СК-М-15 предусмотрена возможность постоянного подключения к базовой цепи смесителя выхода селектора каналов СК-Д-1. Для того чтобы устранить взаимное влияние селекторов и иметь возможность корректировать результирующую частотную характеристику при их стыковке, к базовой цепи смесителя подсоединен контур, образованный катушкой L_5, конденсаторами C_{25} — C_{27} и резисторами R_{16} и R_{17}. При приеме сигнала в диапазоне ДМВ, когда смеситель селектора каналов СК-М-15 используется как дополнительный УПЧ, питание гетеродина и основного УВЧ отключается. По этой причине напряжение 12 В подается на смеситель с отдельного ввода.

Селектор каналов СК-М-15 смонтирован в металлическом корпусе и имеет барабанный переключатель, в котором установлены контурные катушки всех 12 каналов.

Селектор каналов СК-М-20. Селектор СК-М-20 с механическим переключением каналов предназначен для малогабаритных переносных телевизоров. При подключении к селектору СК-М-20 селектора СК-Д-20 обеспечивается прием телевизионных передач в диапазоне ДМВ.

Параметры селектора СК-М-20: селективность по ПЧ 47 дБ; неравномерность частотной характеристики в полосе между несущими частотами изображения и звука, не более 3,1 дБ; уход частоты гетеродина от прогрева, не более 220 кГц; от изменения питающих напряжений, не более 60 кГц; номинальное напряжение АРУ 8 В; глубина АРУ, не менее 20 дБ. Напряжение питания 10,5 В, потребляемый ток 8 мА. Габариты селектора: 75×39×55; масса 210 г.

Селектор (рис. 3.10) содержит фильтр радиочастоты, УРЧ, смеситель частот, гетеродин и цепь подключения селектора СК-Д-20.

Фильтр радиочастоты L_1 — L_4, C_1 — C_4 с волновым сопротивлением 75 Ом задерживает сигналы частотой от 0 до 44 МГц при наибольшем затухании на участке ПЧ 31,5 — 38 МГц.

Транзистор T_1 работает в УРЧ по схеме ОБ. При этом не требуется нейтрализации паразитной обратной связи, возникающей между выходом и входом транзистора, уменьшаются изменение параметров селектора от действия системы АРУ и нелинейные искажения и увеличивается динамический диапазон принимаемых сигналов.

Каскад УРЧ охвачен АРУ. С уменьшением начального напряжения, подаваемого на базу транзистора T_1, коллекторный ток транзистора увеличивается, а усиление уменьшается. Включение в цепь коллектора резистора R_4 приводит к добавочному снижению усиления из-за уменьшения напряжения на коллекторе. Резистор R_3 служит для предохранения транзистора T_1 при выходе из строя системы АРУ.

В коллекторную цепь транзистора T_2 смесителя включен П-образный контур C_{17} L_6 C_{18}, настроенный на частоту 34, 75 МГц, обеспечивающий выходное сопротивление селектора 75 Ом и уменьшающий напряжение гетеродина на выходе селектора. К базе транзистора T_2 подключен также контур C_{12} L_5 C_{13}, который вместе с выходным контуром селектора диапазона ДМВ образует полосовой фильтр, настроенный на полосу промежуточных частот 31,5 — 38 МГц.

При приеме телепередач в диапазоне ДМВ смеситель СК-М-20 работает как добавочный каскад УПЧ, компенсируя уменьшение коэффициента усиления. При этом от гетеродина и УРЧ напряжение питания и АРУ отключается.

Гетеродин селектора выполнен на транзисторе T_3 по емкостной трехточечной схеме. Плавная подстройка частоты гетеродина осуществляется изменением индуктивности катушки L_7, подключенной параллельно катушкам его контура.

Для уменьшения размеров ротора переключателя катушки каналов как во входном контуре, так и в контурах полосового фильтра L_{10} L_{11} C_9 C_{10} C_{19} C_{20} соединены последовательно; для обеспечения наилучшего соотношения между коэффициентами шума и отражения во всех телевизионных каналах последовательно соединены катушки групп каналов 10 — 12, 6—9, 3—5, 1—2. На каналах нижних частот для уменьшения габаритов катушек применены ферритовые сердечники. Затухание, вносимое ими при этом, расширяет полосу пропускания контуров на 1—5 каналах, уменьшая неравномерность АЧХ.

Для уменьшения габаритов селектора применен многодисковый ротор, на отдельных дисках которого смонтированы катушки всех каналов одноименных контуров.

Селекторы каналов диапазона ДМВ

Селектор каналов с механической настройкой СК-Д-1. Антенный ввод селектора каналов с механической настройкой связан с входным контуром L_2C_{11} через петлю связи L_1 (рис. 3.11), предназначенную для согласования сопротивления этого контура с сопротивлением фидера антенны. Радиочастотный сигнал через петлю связи L_3 поступает в эмиттерную цепь транзистора T_1 УРЧ. Нагрузкой транзистора T_1 служит полосовой фильтр, образованный двумя четвертьволновыми отрезками длинных линий L_4, L_5 и переменными конденсаторами C_{13} и C_{15}. Для получения требуемых полосы пропускания и селективности связь между контурами L_4C_{13} и L_5 C_{15} выбрана выше критической. Связь осуществ-

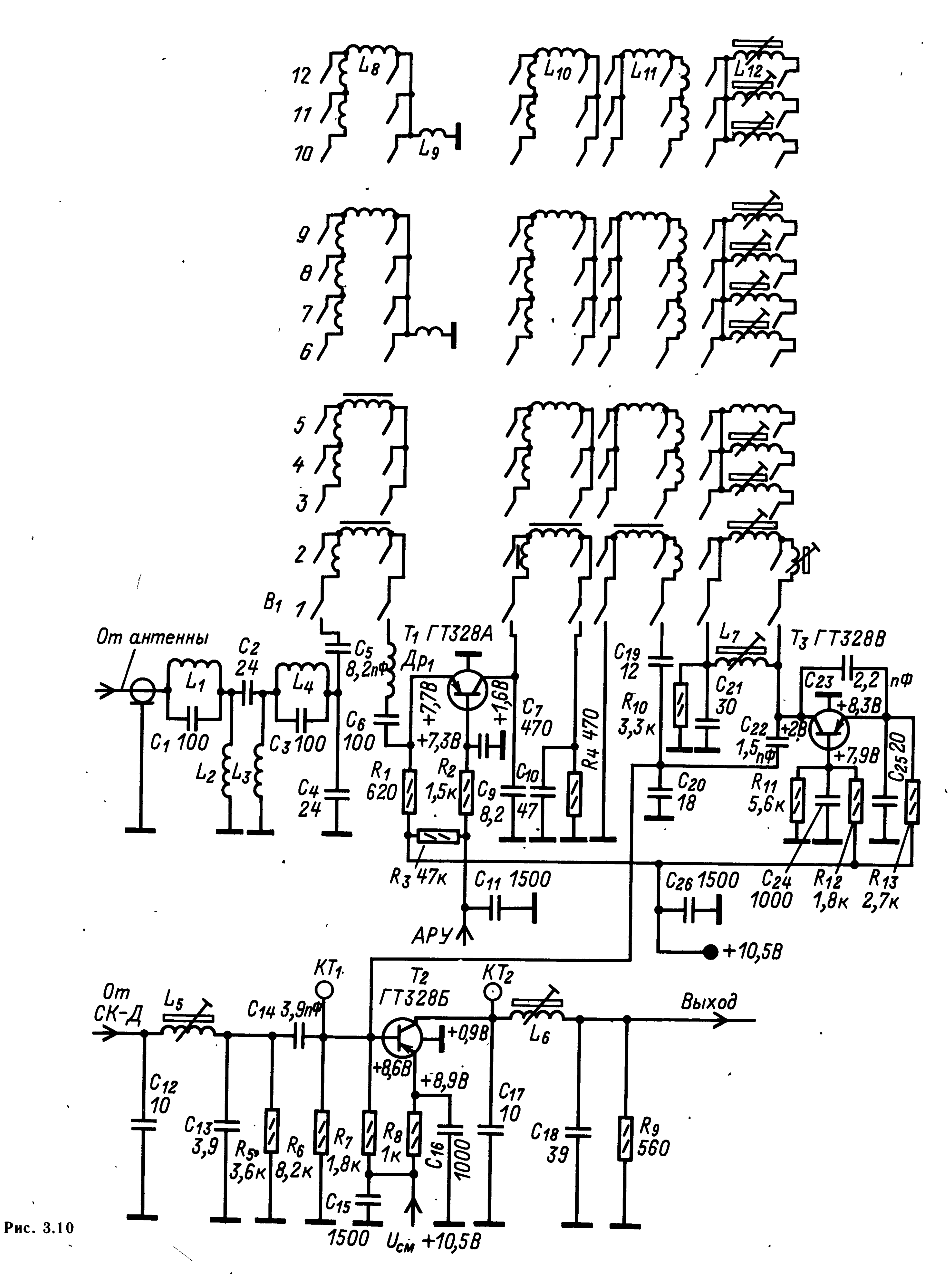


Рис. 3.10

ляется через щель в перегородке у короткозамкнутых концов линий L_4 и L_5 и петлю связи L_9. Автоматическая регулировка усиления производится путем изменения напряжения в цепи базы транзистора T_1. Напряжение АРУ при максимальном усилении составляет 9 В.

Автогенерирующий смеситель частот собран на транзисторе T_2 по схеме ОБ. Он связан с полосовым фильтром с помощью петли связи L_6. Транзистор нагружен по радиочастоте контуром гетеродина L_7, C_{17}, а по промежуточной — контуром L_8, C_9C_{10}. Гетеродин выполнен по емкостной трехточечной схеме, в которой связь между эмиттером и коллектором осуществляется через межэлектродную емкость $C_{эк}$. Для увеличения этой связи к коллектору подключен вывод кор-

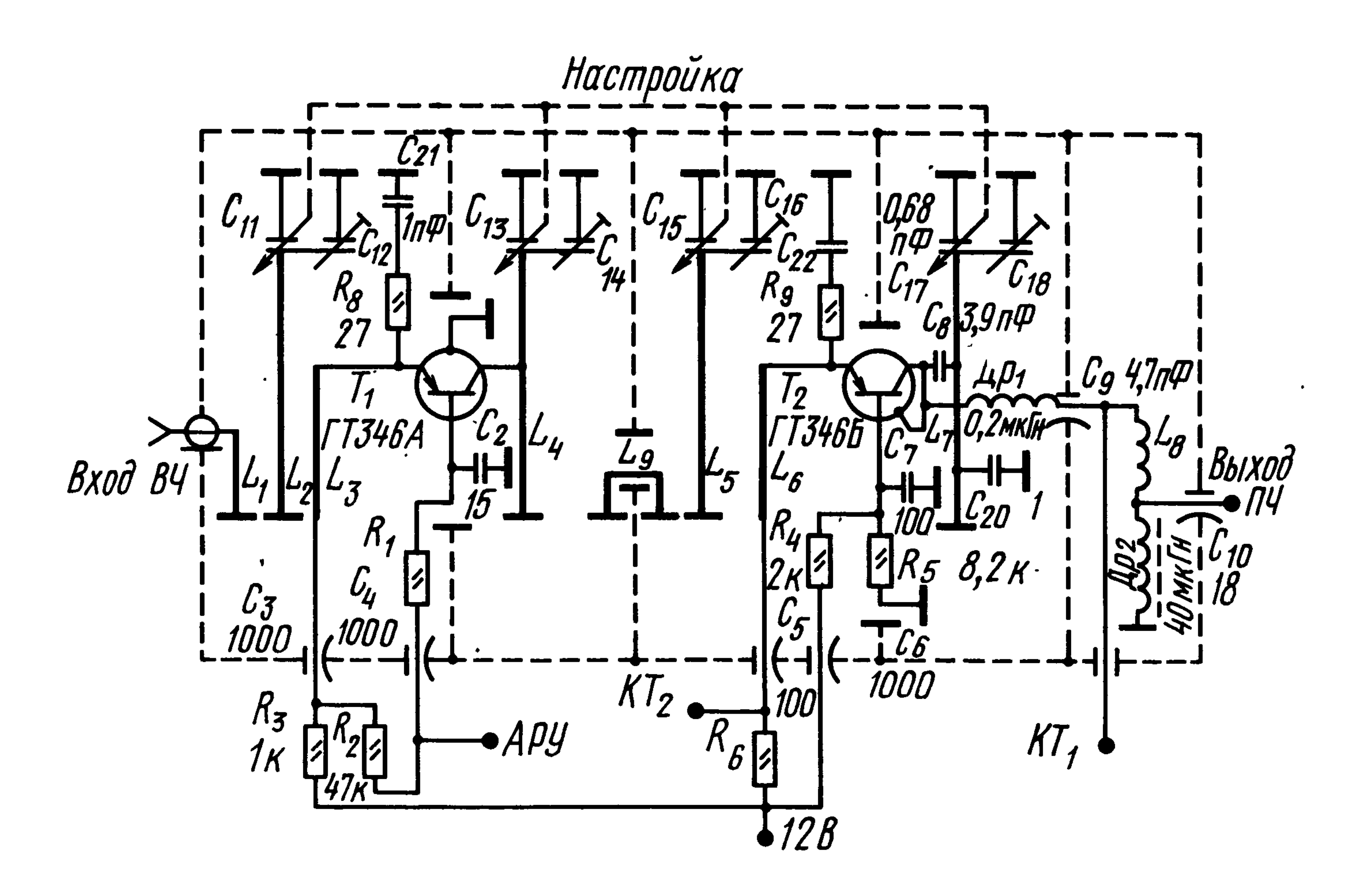


Рис. 3.11

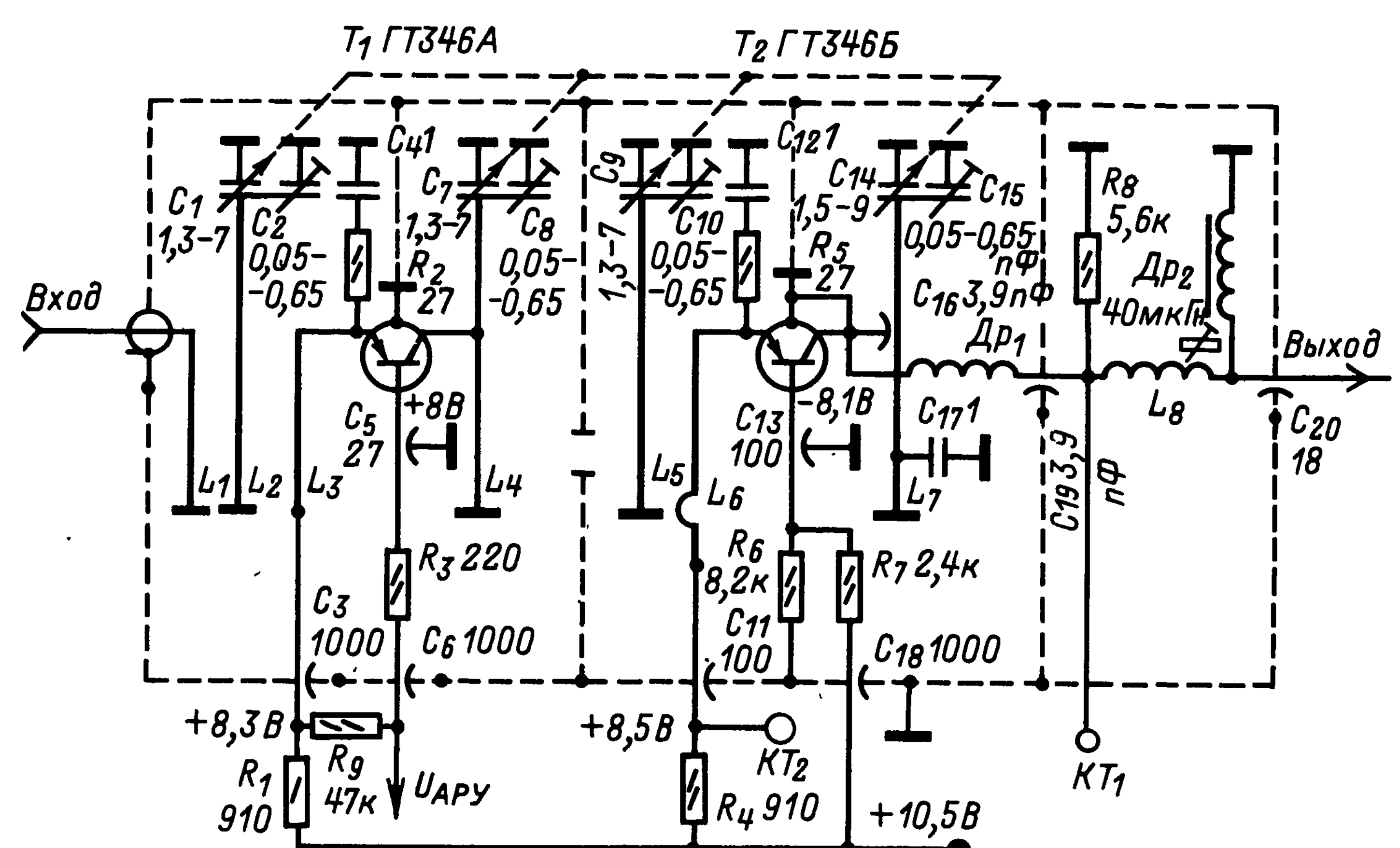


Рис. 3.12

пуса транзистора. Связь транзистора с контуром гетеродина L_7 C_{17} осуществляется через конденсатор C_8.

Настройка на требуемый канал производится при помощи блока переменных конденсаторов C_{11}, C_{13}, C_{15} и C_{17}. Сопряжение настроек контуров, к которым подключен каждый из этих конденсаторов, достигается с помощью гибких металлических пластинок, которые закреплены на стенках секций и образуют конденсаторы C_{12}, C_{14}, C_{16} и C_{18}.

Селектор СК-Д-1 собран в прямоугольном корпусе, который разделен перегородками на пять отсеков. В первом отсеке размещен входной контур L_2 C_{11} и петли связи L_1 и L_3, во втором — контур L_4C_{13}, в третьем — контур L_5C_{15} и петля связи L_6. В перегородке между вторым и третьим отсеками имеется щель с петлей связи L_9. В четвертом отсеке находятся контур и детали гетеродина, в пятом отсеке установлены детали выходной цепи селектора и его верньерное устройство.

Селектор каналов СК-Д-20. Селектор каналов СК-Д-20 с механической настройкой рассчитан для установки в малогабаритные переносные телевизоры совместно с селектором каналов СК-М-20 и имеет следующие технические характеристики: диапазон принимаемых частот 470—790 МГц; неравномерность частотной характеристики в полосе между несущими частотами изображения и звука, не более 3,5 дБ; селективность по ПЧ, не менее 60 дБ; селективность по зеркальному каналу в диапазоне 470 — 640 МГц (среднее значение) 50 дБ; номинальное напряжение АРУ (при максимальном усилении) 8 В Напряжение питания 10,5 В, потребляемый ток, не более 15 мА. Габариты селектора: 40×54×126 мм; масса 250 г.

Селектор (рис. 3.12) содержит входную цепь, УРЧ на транзисторе T_1, преобразователь на транзисторе T_2 и выходную цепь.

В селекторе применены коаксиальные четвертьволновые колебательные контуры, плавно перестраиваемые в рабочем диапазоне конденсатором переменной емкости.

Входная цепь служит для согласования волнового сопротивления антенного фидера 75 Ом с входным сопротивлением УРЧ. Оптимальное согласование достигается на средней частоте рабочего диапазона подбором связи входного контура с антенной, осуществляемой изменением положения петли связи L_1 относительно линии L_2.

Транзистор T_1 работает в УРЧ, нагрузкой которого служит двухконтурный перестраиваемый полосовой фильтр, формирующий необходимую АЧХ селектора. Дополнительно в ее формировании участвует и входной контур. Связь между контурами полосового фильтра выбрана выше критической и осуществляется в пучности токов коротко замкнутых четвертьволновых линий L_4 и L_5 через щель в перегородке между отсеками.

Транзистор T_2 работает в гетеродине-преобразователе. Гетеродин выполнен по трехточечной емкостной схеме с обратной связью через межэлектродную емкость между коллектором и эмиттером транзистора, усиленной подключением его корпуса к выводу коллектора. Нагрузкой транзистора T_2 по промежуточной частоте служит двухконтурный фильтр ПЧ. Первый контур $C_{19}L8$ C_{20} размещен в селекторе СК-Д-20, а второй контур — в селекторе СК-М-20. Связь между контурами внутриемкостная. Емкостью связи, около 6 пФ, служит отрезок коаксиального кабеля, соединяющий селекторы, и конденсаторы с обоих концов кабеля C_{20} в селекторе СК-Д-20 и C_{12} в селекторе СК-М-20 (см. рис. 3.10).

Дроссель $Др_1$ — бескаркасный с внутренним диаметром 2,5 мм — содержит 12,5 витков провода ПЭВТЛ-1 0,41. Дроссель $Др_2$ — типа ДМ-0,1. Катушка L_8 контура ПЧ намотана на каркасе ∅5 мм и содержит 31 виток провода ПЭВТЛ-1 0,17. Сердечник — латунный (Л-63) с резьбой М4 и длиной 9 мм.

Конструктивно селектор выполнен в корпусе, разделенном перегородками на пять отсеков. В первом отсеке размещен контур входной цепи. В следующих по порядку отсеках находятся контуры полосового фильтра УРЧ, гетеродина и контур ПЧ с верньерным устройством. Корпус и перегородки выполняют роль наружных проводников коаксиальных четвертьволновых линий, для этого они покрыты кадмием, а центральные проводники L_2, L_4, L_5 и L_7 посеребрены.

Селекторы с электронным переключением каналов

Механические переключатели, используемые в селекторах для переключения каналов, обладают рядом недостатков, главными из которых являются окисление и стирание контактов, а также понижение надежности фиксации из-за износа механических частей в процессе эксплуатации. При приеме программ нескольких телецентров из-за частого переключения возможны поломки ряда механических частей таких переключателей — статорных пружинных контактов, роторных пластмассовых контактных планок и деталей фиксатора. Кроме перечисленных недостатков механические многоканальные барабанные переключатели, применяемые в селекторах, имеют значительные габариты, существенно увеличивающие габариты телевизоров в целом и особенно портативных, где остальные детали, включая кинескоп, делают малогабаритными.

Важным преимуществом селекторов с бесконтактным электронным переключением каналов является возможность осуществления сенсорного (от касания пальца) переключения, а также различных систем дистанционного и программируемого переключения каналов. Создание селекторов с электронным переключением каналов и с электронной настройкой стало возможным благодаря разработке специальных переключающих диодов, обладающих очень малым (несколько десятых долей ома) сопротивлением во включенном состоянии, а также благодаря разработке варикапов с увеличенным перекрытием по емкости и удовлетворительной добротностью вплоть до высших частот диапазона ДМВ.

Селектор каналов СК-М-Э. Селектор телевизионных каналов диапазона МВ СК-М-Э — транзисторный, с электронными настройкой, коммутацией поддиапазонов и переключением каналов, применяется в портативных цветных телевизорах «Электроника-Ц-430». Из-за ограниченного перекрытия по емкости применяемых для настройки селектора варикапов диапазон его разбит на два поддиапазона: I — 1 — 5, II — 6 — 12 каналы.

Селектор (рис. 3.13) состоит из входных цепей, УРЧ, выполненного на транзисторах T_1 и T_2, смесителя частот на транзисторе T_3 и гетеродина, собранного на транзисторе T_4 по схеме с емкостной обратной связью. На поддиапазоне I входная цепь образована элементами C_4 L_5 C_6, а на поддиапазоне II — C_5 L_6 C_7 L_7 C_8.

При подаче на вход 7 соответствующих коммутирующих напряжений диоды $Д_1$ – $Д_2$ переключают входные цепи.

В УРЧ работают транзисторы T_1 и T_2, включенные по каскодной схеме. При таком включении транзисторов не нужна нейтрализация, равномернее усиление по диапазону и малы нелинейные искажения. Необходимая глубина АРУ достигается при изменении напряжения АРУ, подаваемого на базу транзистора T_1, от 9 до 4 В. Опасность выхода из строя транзистора T_1 при разрыве цепи АРУ устраняется диодом $Д_3$. Диод $Д_3$ служит также для защиты от пробоя перехода база — эмиттер транзистора T_1 при отключении напряжения питания +12 В от селектора. Для увеличения крутизны АРУ селектора в коллекторную цепь транзистора включен резистор R_6.

Для получения необходимых ширины полосы пропускания и селективности в качестве нагрузки УРЧ используется полосовой фильтр. В поддиапазоне I он состоит из элементов L_9—L_{13}, $Д_4$, C_{18}—C_{23} и $Д_6$. Связь между первичным и вторичным контурами полосового фильтра на поддиапазоне I осуществляется через катушку L_{11} и взаимосвязанные катушки L_9 и L_{12}. В поддиапазоне II диоды $Д_5$, $Д_7$ замыкают по высокой частоте через конденсаторы C_{17} и C_{26} катушки L_{10}, L_{11} и L_{13}. Катушки L_{14} и L_{15} индуктивно связаны с

L_{12} и L_{13} соответственно и обеспечивают связь со смесителем в обоих поддиапазонах.

В смесителе работает транзистор T_3, включенный по схеме ОБ. Нагрузкой этого транзистора служит П-контур R_{25} C_{43} L_{19} C_{45} с полосой пропускания около 7 МГц. Селектор имеет выходное сопротивление 75 Ом, что делает некритичной длину кабеля, соединяющего селектор с входным контуром УПЧИ телевизора.

В гетеродине селектора работает транзистор T_4, включенный по схеме ОБ и образующий с контуром L_{17} L_{18} $Д_{11}$ C_{34} емкостную трехточечную схему. Сигнал гетеродина с амплитудой, необходимой для достижения оптимальной крутизны преобразования, снимается с контура и через конденсаторы C_{36} и C_{38} подается на эмиттер транзистора T_3 смесителя. Для устранения паразитных колебаний в цепь коллектора транзистора T_3 включен резистор R_{23}. Диод $Д_{10}$ обеспечивает коммутацию катушек в гетеродине при смене поддиапазона. Требуемая стабильность частоты сигнала гетеродина при изменении питающего напряжения обеспечивается стабилитроном $Д_{12}$.

При подключении селектора диапазона ДМВ цепь C_{30} C_{29} L_{16} L_{15} L_{14} между гнездом «от СКД» и эмиттером транзистора T_3 является вторичным контуром полосового фильтра сигналов ПЧ с внутриемкостной связью. Первичным контуром этого фильтра является выходной П-контур селектора диапазона ДМВ с электронной настройкой СК-Д-22. Селекторы соединяют отрезком коаксиального кабеля любого типа с собственной емкостью 15 пФ. В этом соучае транзистор T_3 работает как дополнительный УПЧ. Питание УРЧ и гетеродина селектора диапазона МВ при этом отключается.

В селекторе СК-М-Э электронная настройка на необходимый телевизионный канал осуществляется подачей через гнездо *8* на варикапы $Д_4$ $Д_6$ $Д_{11}$ соответствующего напряжения, изменяющегося в пределах 2 — 25 В.

При подаче отрицательного или положительного напряжения 12 В на коммутирующие диоды через гнездо *7* и при подаче или снятии напряжения питания +12 В на УРЧ и гетеродин происходит электронная коммутация поддиапазонов МВ и переключение на диапазон ДМВ. Если напряжение питания +12 В подано на УРЧ и гетеродин, а на гнездо поступает напряжение —12 В, то селектор каналов будет работать в поддиапазоне I. При этом диоды $Д_2$ и $Д_1$ закрыты и с конденсатора C_4 входной цепи этого поддиапазона сигнал через катушки L_5 L_8 и C_{10} C_{11} проходит на УРЧ. Закрытые диоды не пропускают сигналы других поддиапазонов (на рис. 3.13 $Д_1$ включен наоборот). Диоды $Д_5$, $Д_7$, $Д_8$ и $Д_{10}$

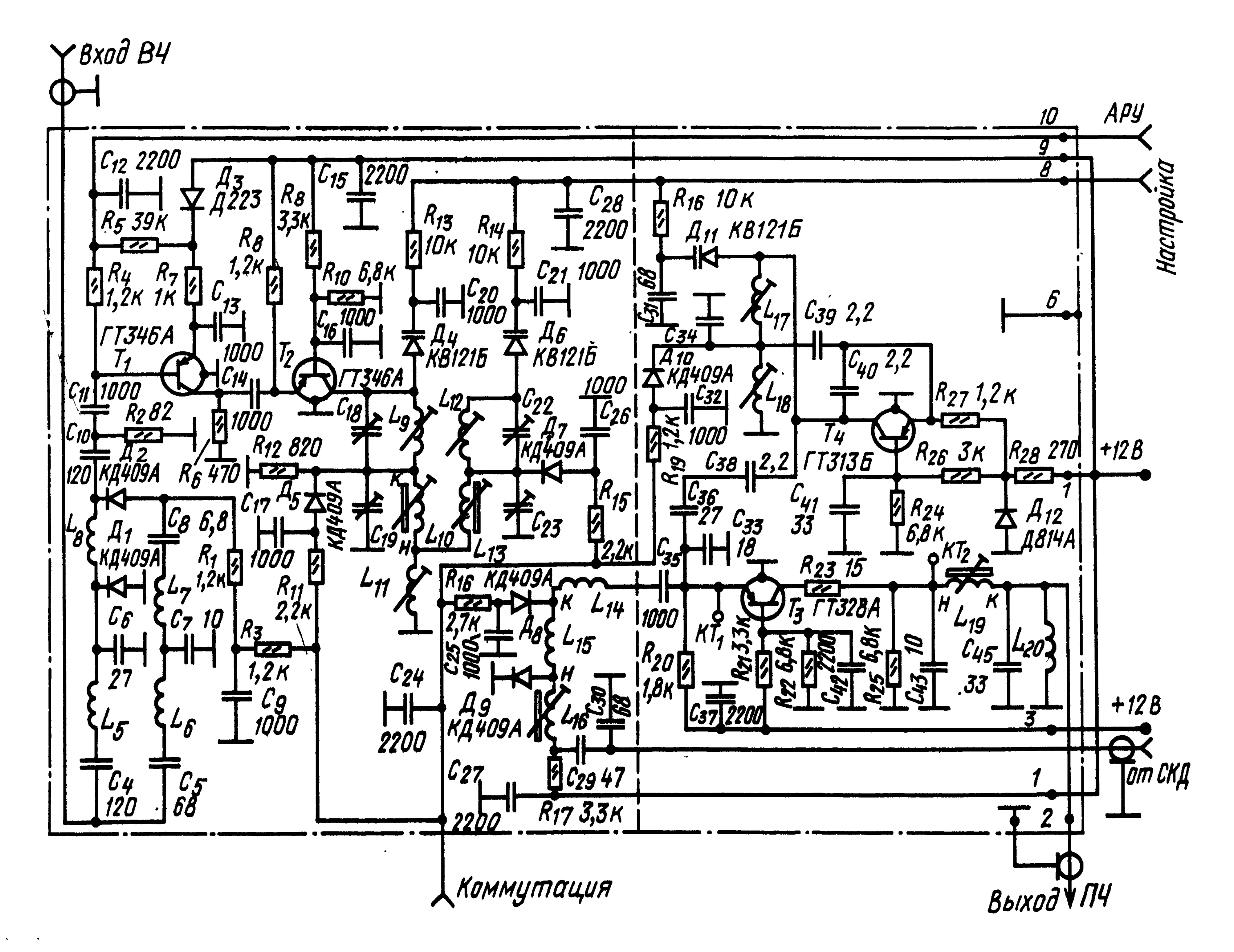


Рис. 3.13

на этом поддиапазоне также закрыты. Диод $Д_9$ в обоих поддиапазонах диапазона МВ открыт и поэтому сигналы диапазона ДМВ не проходят.

Если на гнездо 7 подать положительное напряжение +12 В, то селектор будет работать в поддиапазоне II. В этом случае через диод $Д_2$ и катушку L_8 напряжение поступает на диод $Д_1$. При этом выход цепи $C_4L_5C_6$ замыкается открытым диодом $Д_1$ и сигналы на вход УРЧ поступают через цепь C_5 L_6 C_7 L_7 C_8 $Д_2$. Диоды $Д_5$, $Д_7$, $Д_8$ и $Д_{10}$ также откроются, замыкая соответствующие фильтры или часть их.

При подключении селектора диапазона ДМВ отключается напряжение питания +12 В, подаваемое на УРЧ, гетеродин и диод $Д_9$, а с гнезда 7 снимается напряжение, открывающее диод $Д_8$. При этом сигналы ПЧ с селектора каналов ДМВ поступают на транзистор T_3.

Селектор каналов СК-Д-22. Селектор каналов ДМВ СК-Д-22 рассчитан на совместную работу с селектором диапазона МВ СКМ-Э. Перестройка селектора СК-Д-22 — электронная, осуществляется подачей изменяющегося напряжения на варикапы селектора.

Вход селектора (рис. 3.14) — асимметричный, рассчитан на подключение антенного фидера с волновым сопротивлением 75 Ом. Выход селектора соединяют коаксиальным кабелем емкостью 15 пФ со входом ДМВ селектора СК-М-Э. Селектор СК-Д-22 состоит из УРЧ и преобразователя.

В УРЧ работает транзистор T_1 по схеме ОБ. Входная цепь $C_1L_1C_2C_3$ согласует входное сопротивление транзистора T_1 с волновым сопротивлением антенного фидера и одновременно является фильтром верхних частот, осуществляющим подавление сигналов, частота которых ниже частот ДМВ.

Нагрузкой УРЧ является полосовой фильтр из полуволновых коаксиальных контуров $Д_2L_6$ $L_7C_9C_{10}$ и $Д_3L_{10}L_9C_{11}C_{12}$. Фильтр обеспечивает необходимую селективность селектора по зеркальному каналу. Элементом связи между контурами является щель в экранной перегородке с помещенной в ней петлей связи L_8. Диод $Д_1$ и резистор R_1 защищают транзистор T_1 от выхода из строя в случае подачи только одного из напряжений, напряжения питания транзистора (+12В) или напряжения АРУ.

Рис. 3.14

Преобразователь частоты с совмещенными смесителем и гетеродином выполнен на транзисторе T_2 по схеме ОБ. Для снятия сигнала со вторичного контура фильтра УРЧ и подачи его на эмиттер транзистора T_2 служит петля связи L_{12}, которая с конденсатором C_{18} образует контур. Контур гетеродина $Д_5L_{15}L_{16}Д_4C_{24}C_{25}$ подключен к коллектору транзистора T_2 через конденсатор C_{21}. Нагрузкой транзистора T_2 для ПЧ является выходной контур $C_{23}L_{17}C_{27}R_{10}L_{19}$ $C_{26}L_{18}C_{28}$. Гетеродин преобразователя выполнен по трехточечной схеме с обратной связью через варикап $Д_4$ и конденсатор C_{20}. Делителем из резисторов R_6R_7 устанавливается оптимальный режим работы транзистора T_2. Последовательная цепь R_{10} L_{17} исключает влияние емкости варикапа $Д_5$ (через конденсатор C_{23}) на резонансную частоту выходного контура (на ПЧ варикап зашунтирован этой цепью, т. к. резонансная частота ее находится в области ПЧ).

Колебательными контурами УРЧ и преобразователя в селекторе служат отрезки коаксиальных линий, электрическая длина которых увеличена на одном конце емкостями варикапов, на другом — емкостями постоянных конденсаторов. Подбором емкости конденсаторов C_9, C_{12} и C_{25} достигается точное сопряжение контуров на нижней, а подстроечными элементами L_7, L_9 и L_{16} — на верхних частотах диапазона. Сопряжение настройки контуров во всем диапазоне обеспечивается одинаковостью вольт-фарадных характеристик варикапов (в диапазоне напряжений от 0,5 до 25В отличие характеристик должно быть не более ±1,5%). Весь диапазон частот перекрывается изменением напряжения смещения на варикапах от 0,5 до 27В, подаваемого на вход «Настройка».

Элементы L_{17} и C_{26} образуют фильтр, не пропускающий напряжение частоты гетеродина в выходную цепь селектора. При соединении селекторов СК-Д-22 и СК-М-Э транзистор T_2 нагружен фильтром из двух связанных П-контуров. Первый контур ($C_{26}C_{27}L_{18}C_{28}$) расположен в се-

лекторе СК-Д-22, второй — в селекторе СК-М-Э.

Селектор СК-Д-22 выполнен в металлическом корпусе, разделенном внутренними перегородками на пять отсеков. В первом отсеке размещена входная цепь, во втором и третьем расположены соответственно первый и второй контуры полосового фильтра УРЧ, в четвертом — контур гетеродина, а в пятом — выходной контур ПЧ. Средними проводниками контурных коаксиальных линий L_6, L_{10} и L_{15} служат отрезки посеребренного медного провода. Эти отрезки располагаются посередине отсеков, стенки которых являются вторым проводником линии. Все эти особенности надо иметь в виду, монтируя селектор внутри телевизора. Не следует включать селектор с незакрытой крышкой, а также использовать для его механического крепления длинные винты, концы которых могут пройти внутрь отсеков и расстроить коаксиальные линии.

Всеволновый селектор каналов СК-В-1. Всеволновый селектор СК-В-1 предназначен для селекции, усиления и преобразования телевизионных сигналов диапазонов МВ и ДМВ. По сравнению с отдельными селекторами диапазонов МВ и ДМВ он проще в подключении к остальным блокам телевизора и удобнее для размещения в нем. Селектор СК-В-1 состоит из двух частей: селектора диапазона МВ и селектора диапазона ДМВ. Основные параметры селектора СК-В-1 приведены в табл. 3.3.

Селектор МВ состоит из входных цепей, УРЧ на транзисторе T_2, смесителя частот на транзисторе T_4 и гетеродина на транзисторе T_5 (рис. 3.15). Прием в диапазоне МВ осуществляется в трех поддиапазонах: I — 49 — 66 МГц, II — 77 — 100 МГц, III — 175 — 230 МГц. Переключение с одного поддиапазона на другой происходит при подаче на выводы *2* и *3* селектора напряжений различной полярности.

Входные цепи обеспечивают согласование волнового сопротивления антенны с входным сопротивлением УРЧ. В поддиапазоне I используется широкополосная цепь $L_3C_4C_5L_5C_{13}C_{14}C_{16}L_{14}$, а в поддиапазоне II — $C_1L_2C_2L_4C_7C_8L_{15}$. Для подавления сигналов ПЧ на входе этих цепей включен режекторный контур L_1C_3. Входной цепью поддиапазона III является одиночный резонансный контур $C_6Д_2C_{12}L_8L_9$. Диоды $Д_3 — Д_7$ в зависимости от полярности поданного на выводы *2* и *3* селектора напряжения коммутируют входные цепи так, что сигнал проходит только через входную цепь необходимого поддиапазона. Входные цепи других поддиапазонов в то же время или замкнуты накоротко, или отключены.

Таблица 3.3. **Основные параметры селектора СК-В-1**

Параметр	Диапазон	
	МВ	ДМВ
Коэффициент усиления, дБ	22	22
Глубина АРУ, дБ	20	20
Коэффициент шума $КТ_0$	6	12
Коэффициент отражения	0,35	0,5
Неравномерность АЧХ, дБ	2,0	2,5
Селективность, дБ:		
по зеркальному каналу	50	35
по ПЧ	48	65
Уход частоты гетеродина, кГц:		
при повышении окружающей температуры на 15 °С	180	950
при изменении питающих напряжений на +6% и —10%	150	500
Напряжение питания, В	12	12
Потребляемый ток, мА	100	43
Габариты, мм	132×120×35	

Усилитель радиочастоты охвачен АРУ. Необходимая глубина ее достигается при изменении напряжения АРУ от 9 (номинальное) до 2 В. Опасность выхода из строя транзистора T_2 при отсутствии напряжения АРУ устраняется включением резистора R_{13}. Диод $Д_8$ служит для защиты от пробоя транзистора при отсутствии напряжения на выводе *1* и наличии напряжения АРУ.

Транзистор T_2 нагружен на полосовой фильтр, который в поддиапазоне III состоит из первичного контура $Д_{10}C_{33}L_{20}$, вторичного $Д_{16}C_{34}L_{24}$ и катушки связи со смесителем L_{30}. В поддиапазоне II в контуры включаются катушки L_{21} и L_{25}, а в поддиапазоне I — L_{22}, L_{23}, L_{26}, L_{27}. Катушка L_{31} индуктивно связана с катушками L_{25} и L_{26} и обеспечивает связь со смесителем в обоих поддиапазонах. При приеме в поддиапазоне III нижние по схеме выводы катушек L_{20}, L_{24} и L_{30} соединены через диоды $Д_{11}$, $Д_{14}$ и $Д_{18}$ с общим проводом. При работе в поддиапазоне II эти диоды закрыты, а с общим проводом через диоды $Д_{12}Д_{15}$ и $Д_{17}$ соединены катушки L_{21}, L_{25} и L_{31} соответственно. При приеме в поддиапазоне I закрыты и диоды $Д_{12}$, $Д_{15}$. Связь между первичным и вторичным контурами на поддиапазоне I осуществляется катушкой связи L_{23}. Катушка L_{26} имеет индуктивную связь с катушкой L_{31} и создает необходимую дополнительную связь со смесителем в поддиапазоне I.

Нагрузкой смесителя на транзисторе T_4 служит П-контур $C_{62}L_{43}C_{65}$, который обеспечивает согласование выхода селектора со входным сопротивлением (75 Ом) УПЧИ и уменьшает уровень сигнала гетеродина на выходе.

Сигнал гетеродина, собранного по емкостной трехточечной схеме, снимается с контура L_{37} — L_{39} $Д_{20}C_{53}C_{57}C_{60}$ и через конденсаторы C_{46}, C_{50} поступает на эмиттер транзистора смесителя. Коммутационные диоды $Д_{21}$, $Д_{22}$ замыкают накоротко катушки L_{39} и L_{38} при приеме на II и III поддиапазонах соответственно. Конденсаторы C_{57} и C_{60} служат для сопряжения между контурами гетеродина и полосового фильтра УРЧ на I и II поддиапазонах соответственно. Стабильность частоты гетеродина обеспечивается включением стабилитрона $Д_{23}$.

Селектор ДМВ состоит из входной цепи, УРЧ на транзисторе T_1 и преобразователя с совмещенным гетеродином на транзисторе T_3. В качестве резонансных контуров используются отрезки полуволновых линий. Во входной цепи включен фильтр верхних частот $C_9C_{10}L_7$. Катушка L_6 обеспечивает снятие статистических зарядов и подавление сигналов ПЧ на входе селектора. Диод $Д_1$ предохраняет транзистор T_1 в УРЧ от

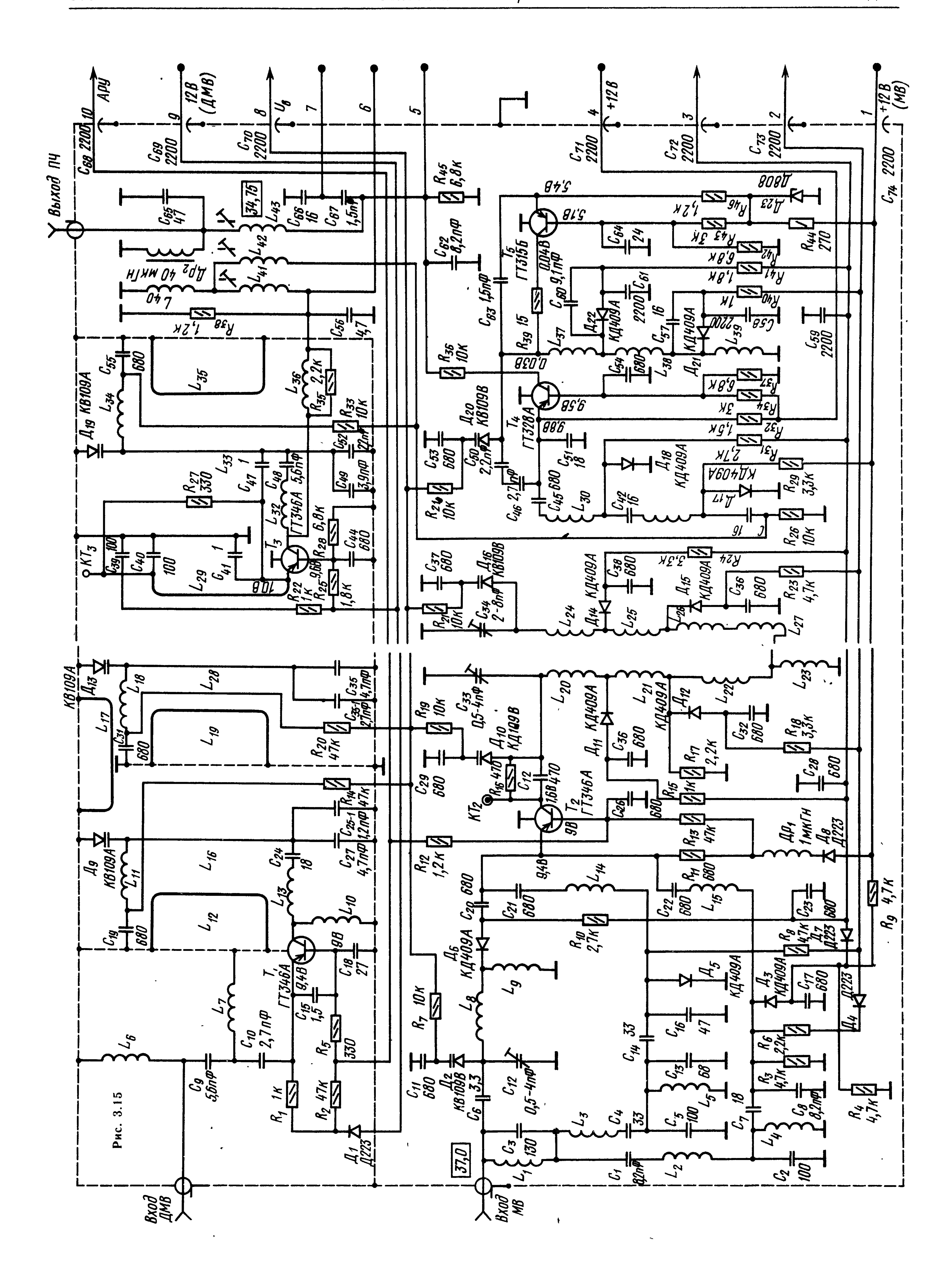


Рис. 3.15



Рис. 3.16

пробоя при отключении напряжения питания. Напряжение АРУ на его базу подается через резистор R_5. Контуры селектора ДМВ выполнены в виде коаксиальных линий, состоящих из внутренних проводников и экранов прямоугольного сечения. Нагрузкой УРЧ является полосовой фильтр $L_{16}C_{25}Д_9L_{28}C_{35}Д_{13}L_{17}$. Связь между контурами полосового фильтра осуществляется через щель связи и дополнительную петлю L_{17}. Усиленный сигнал снимается с фильтра петлей связи L_{29} на эмиттер транзистора T_3 преобразования, выполняющего функции гетеродина и смесителя частот. Гетеродин построен по схеме с емкостной обратной связью через конденсатор C_{47}. Колебательный контур $L_{33}C_{49}C_{52}Д_{19}$ является контуром гетеродина. Сигнал ПЧ снимается через катушку L_{36} на полосовой фильтр $C_{56}L_{40}$ $L_{41}L_{42}$. Транзистор T_4 используется как дополнительный УПЧ при приеме в диапазоне ДМВ.

Переключение на желаемый поддиапазон производится подачей напряжений различной полярности на выводы *1 — 4*, *9* селектора. Настройка селектора на канал в поддиапазоне осуществляется изменением напряжения, подаваемого на варикапы (вывод *8*).

Бесконтактное переключение каналов. Сенсорные устройства

Использование в телевизорах селекторов каналов с электронными настройкой и переключением каналов дает возможность применить переключатель, аналогичный кнопочному, но срабатывающий от одного лишь касания пальцем сенсора. Существуют сенсорные устройства, которые реагируют на касание пальцем сразу двух контактов. Применяется также способ закрывания пальцем отверстия на передней панели телевизора. В этом случае прекращается доступ света к фотоэлементу устройства.

Все эти устройства имеют одинаковую структурную схему (рис. 3.16). Рядом с каждым сенсором размещается индикатор, указывающий номер соответствующей телевизионной программы, или общий для всех программ индикатор — цифровая лампа.

При касании одного из сенсоров вырабатываются необходимые сигналы в устройстве управления селектором, которое состоит обычно из триггерных ячеек. Устройство управления может быть выполнено и на газоразрядных приборах (тиратронах, неоновых лампах), служащих в этом случае одновременно и индикаторами.

Переключатели поддиапазонов и переменные резисторы, с которых снимаются напряжения на варикапы селектора каналов, объединены в блок предварительной настройки. Если, например, в телевизоре применен селектор СК-В-1, рассчитанный на прием программ в четырех диапазонах, необходимо иметь переключатель на четыре положения. Можно обойтись и без него, но в этом случае каждым сенсором можно будет включать канал только в определенном поддиапазоне, что приведет к тому, что во многих местностях номер сенсора не будет соответствовать номеру принимаемой программы.

В исполнительном устройстве вырабатываются управляющие напряжения для подачи на коммутирующие диоды селекторов каналов.

Если в упрощенной (без переключателя поддиапазонов и исполнительного устройства) схеме сенсорного устройства на триггерных ячейках (рис. 3.17) включить триггерную ячейку второго сенсора, то ток эмиттера транзистора T_4, протекая через резистор R_{51}, создает на нем падение напряжения, закрывающее транзистор T_1. При прикосновении к первому сенсору (замыкании пальцем контакта с шиной *1 — 2*) на базу транзистора T_1 через резистор R_{50} и сопротивление пальца (менее 1 МОм) подается положительное напряжение, отпирающее транзистор T_1. Эмиттерный ток транзистора, протекая через резистор R_{51}, создает на нем еще большее падение напряжения, которое закрывает транзистор T_4 работавшей ранее ячейки.

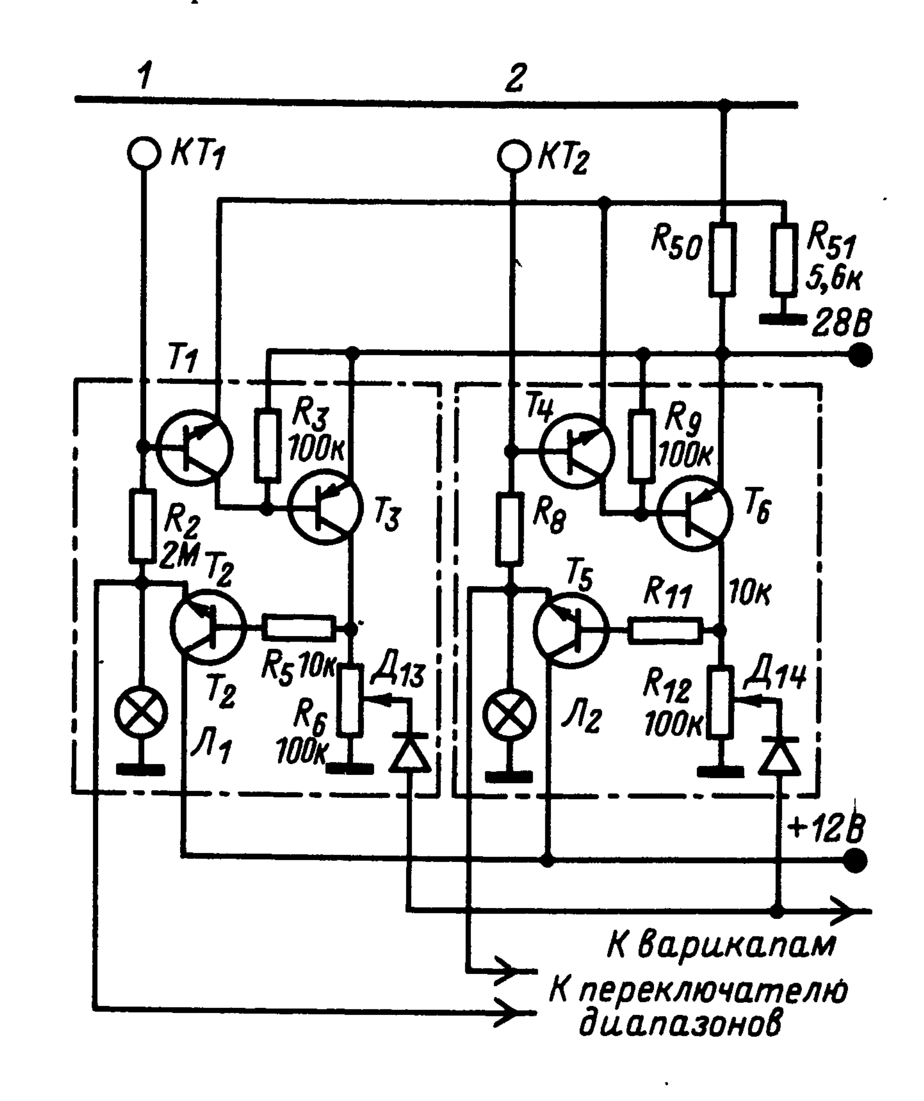


Рис. 3.17

Возникающее на резисторе R_3 (за счет коллекторного тока транзистора T_1) напряжение открывает транзистор T_3. Коллекторный ток транзистора T_3 создает на резисторе R_6 падение напряжения, которое через резистор R_5 поступает на базу транзистора T_2 и открывает его до насыщения. В результате этого напряжение +12 В будет приложено к индикаторной лампе $Л_1$. Это же напряжение используется для питания селекторов каналов, а также для самоблокировки ячейки через резистор R_2 после снятия пальца с сенсора.

Напряжение настройки на варикапы селекторов снимается с переменного резистора R_6 работающей ячейки через диод $Д_{13}$. Диоды неработающих ячеек ($Д_{14}$ и др.) закрываются этим напряжением.

В сенсорном устройстве, приведенном на рис. 3.18, для переключения селектора СК-В-1 используются выходы, обозначенные цифрами *3* и *2*, соответствующими входам селектора. Конденсаторы C_2 — C_{12} в базовых цепях транзисторов T_1 — T_{16} служат для устранения самопроизвольного переключения программ при кратковременных изменениях напряжений в цепях питания. Цепи C_3R_4 — $C_{13}R_{34}$, соединяющие по кольцу каждую сенсорную ячейку со следующей, обеспечивают работу системы дистанционного управления (ДУ), которая работает следующим образом. Если включена, например, шестая сенсорная ячейка, то напряжение на конденсаторе C_3 первой ячейки равно нулю, т. к. и левая (по схеме) обкладка (через открытый транзистор T_{18}), и правая (через резисторы R_3 и R_4) конденсатора соединены с источником питания +28 В. До этого же напряжения заряжены аналогичные конденсаторы неработающих ячеек.

Если соединить провод, идущий к пульту ДУ, с источником напряжения +28 В, то возникает бросок положительного напряжения на резисторе R_{51} и закрываются транзисторы шестой ячейки. Конденсатор C_3 будет заряжаться от источника питания 28 В через резисторы R_3, R_4 и переменный резистор R_{36} шестой ячейки. Напряжение на резисторе R_3, возникающее при прохождении тока заряда конденсатора, открывает транзистор T_3, а следовательно, транзисторы T_2 и T_1 первой сенсорной ячейки так же, как и при

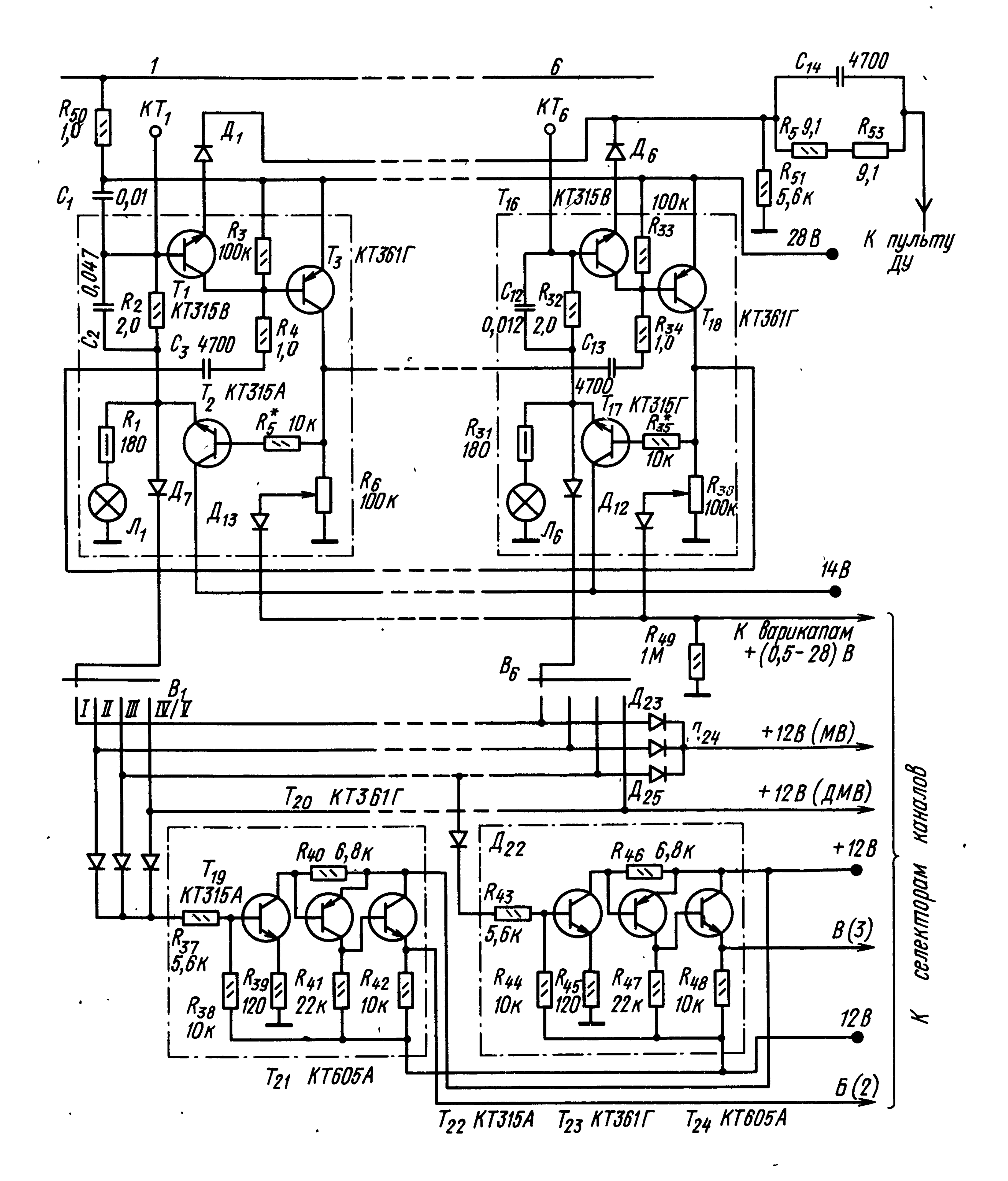


Рис. 3.18

касании сенсора пальцем. Напряжение +28 В должно быть хорошо стабилизированным, т. к. оно подается на варикапы селекторов.

Конденсатор C_1 в первой сенсорной ячейке служит для того, чтобы при включении телевизор оказывался настроенным на первую программу телевизионного вещания. Диоды $Д_1$ — $Д_6$ защищают транзисторы T_1 — T_{16} от пробоя напряжением, возникающим на резисторе R_{51}.

Напряжения +12 В на коммутирующие диоды селектора каналов подаются из исполнительного устройства, состоящего из одинаковых электронных ключей (транзисторы T_{19} — T_{21}, T_{22} — T_{24}). Напряжение +12 В подано на коллекторы выходных транзисторов ключей, а на эмиттеры —12 В (относительно общего провода). Если на базу транзистора T_{19} не подается положительное напряжение (например, при работе на поддиапазоне I), то транзисторы T_{19} — T_{21} закрыты, падения напряжения на резисторе R_{42} нет и на выход *Б* поступает напряжение —12 В. При подаче на базу транзистора T_{19} положительного напряжения (на II, III, IV/V поддиапазонах) транзисторы T_{19} — T_{21} открываются до насыщения. В этом случае напряжение на эмиттере транзистора T_{21} почти равно напряжению на коллекторе и на выходе *Б* будет напряжение +12 В.

В качестве ламп $Л_1$ — $Л_6$ индикаторов включенной программы применены телефонные коммутаторные лампы КМ (12 В; 105 мА). Для уменьшения тока через них до 50 мА включены гасящие резисторы (R_1 — R_{31}). Можно применить также лампы НСМ-50 (10 В; 50 мА), исключив гасящие резисторы. Переменные резисторы R_6 — R_{36} — специально разработанные для сенсорных устройств резисторы СПЗ-24.

3.3. СХЕМЫ УПЧИ ТЕЛЕВИЗОРОВ ЧЕРНО-БЕЛОГО И ЦВЕТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Требования к УПЧИ

Основное требование к УПЧИ сводится к хорошей форме частотной характеристики и селективности при широкой полосе передаваемых частот и передаче лишь одной боковой части этой полосы. Кроме того, предъявляются дополнительные требования к фазовой характеристике, т. е. к фазовым искажениям.

Форма частотной характеристики УПЧИ выбирается такой, чтобы обеспечить наименьшие искажения на нижних частотах, которые могут возникнуть из-за частичного подавления одной боковой полосы частот при передаче, а также чтобы уменьшить помехи от телецентров, работающих в соседних каналах, и устранить помехи от сигнала звукового сопровождения с несущей частотой $f_{зв}$ в принимаемом канале (рис. 3.19,*а*). Усилитель усиливает лишь часть передаваемого спектра частот, определяемую формой его частотной характеристики (рис. 3.19,*б*). При этом несущая ПЧ изображения должна располагаться на середине правого пологого склона характеристики. Недостаточный уровень (менее 100%) спектра частот, расположенных слева, поблизости от несущей, компенсируется некоторым пропусканием этих частот справа от несущей. В результате суммарный уровень всех низких частот приводится к 100%.

Крутизна склонов частотной характеристики и селективность УПЧИ связаны между собой. Для обеспечения наименьших фазовых искажений крутизну правого склона нельзя делать слишком высокой. Вследствие нелинейности фазовой характеристики (участки *а*, *б* и *в*, *г* на рис. 3.19,*в*) частотные составляющие сигнала отстают друг от друга по фазе неравномерно, т. е. нелинейно задерживаются во времени. В результате синусоидальные составляющие видеосигнала складываются друг с другом с опережением или с запаздыванием фазы, и форма принятого видеосигнала искажается: на нем появляются всплески — положительные или отрицательные выбросы. Это приводит к появлению светлых или темных «окантовок» справа или слева от контуров изображения.

Если положение несущей ПЧ изображения на правом склоне характеристики изменить так, чтобы она расположилась на уровне 0,2 — 0,3 (см. рис. 3.19,*б*), то усиление верхних частот (по отношению к нижним) будет велико; четкость при этом может возрасти, но появятся фазовые

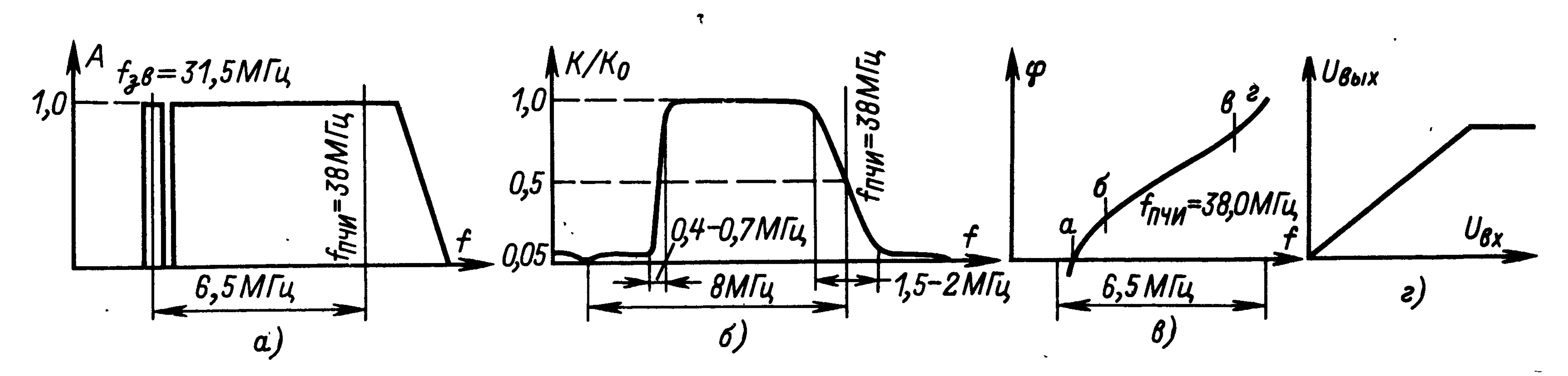


Рис. 3.19

искажения (кажущаяся выпуклость деталей изображения и повторы). Высокий уровень несущей приводит к подъему средних и нижних частот (за деталями изображения тянутся серые полосы).

В одноканальных телевизорах для получения разностной ПЧ звукового сопровождения (6,5 МГц) несущая ПЧ звукового сопровождения (31,5 МГц) должна проходить через общий УПЧИ на уровне 0,05 — 0,1 левого склона частотной характеристики. Этот участок характеристики должен иметь вид плоской ступени, иначе ЧМ сигнал звукового сопровождения будет преобразован в АМ сигнал, и на изображении появятся помехи от звукового сопровождения.

Амплитудная характеристика УПЧИ должна быть линейной (рис. 3.19,*г*). Из-за амплитудных искажений полутона в изображении будут передаваться неверно, могут нарушаться амплитудные соотношения между частотными составляющими спектра и могут возникать новые частотные составляющие. Амплитудные искажения могут появиться из-за ограничения усиленных сигналов в последнем каскаде УПЧИ, а также из-за перегрузки этими сигналами УПЧИ при неправильной работе АРУ.

Коэффициент усиления УПЧИ должен быть таким, чтобы при минимальном уровне принятого сигнала, определяемом чувствительностью телевизора, амплитуда напряжения, подводимого к диодному детектору, достигала нескольких вольт. Это необходимо для того, чтобы детектирование происходило на линейном участке характеристики диодного детектора.

К УПЧИ телевизоров при приеме цветного изображения предъявляются более жесткие требования, обусловленные наличием в высокочастотной части усиливаемого спектра сигналов цветности. Для их правильного воспроизведения в цветном телевизоре полоса пропускания УПЧИ должна быть не менее 5,65÷5,8 МГц при неравномерности характеристики не более +1,5 дБ. При большей неравномерности наличие наклонов характеристики на участке, где располагаются ЧМ цветовые поднесущие, приводит к их демодуляции и появлению в спектре яркостного сигнала от них значительных амплитудных составляющих, которые заметны в виде мелкоструктурной сетки на экране черно-белого и цветного телевизора. Для устранения помех на изображении, создаваемых биениями частот цветовых поднесущих с несущей звукового сопровождения, селективность УПЧИ на частоте 31,5 МГц должна быть не менее 40 дБ.

От правильного воспроизведения градаций яркости в цветном телевизоре в значительной степени зависит естественность окраски цветных деталей изображения. Поэтому коэффициент нелинейных искажений усилительного тракта, в который входит УПЧИ (от входа антенны до видеодетектора), не должен превышать 15%.

Требования к селективности УПЧИ цветных телевизоров на частотах, отличающихся от несущей изображения на +1,5, +3 и −8 МГц, аналогичны требованиям, предъявляемым к черно-белым телевизорам соответствующих классов (см. табл. 3.2).

УПЧИ на транзисторах и интегральных микросхемах

Из-за относительно низкого входного сопротивления транзисторов и нестабильности емкостей переходов при изменении температуры и питающих напряжений принципы формирования частотной характеристики в УПЧИ на транзисторах и интегральных микросхемах отличаются от принципов, применявшихся в ламповых УПЧИ. Транзисторные УПЧИ делают апериодическими или с сильно зашунтированными контурами в междукаскадных связях. Необходимую частотную характеристику в таких УПЧИ формирует ФСС (рис. 3.20,*а*). Для уменьшения вероятности самовозбуждения из-за связи через проходные емкости транзисторов коэффициент усиления каждого каскада УПЧИ делают небольшим или применяют каскодное включение транзисторов. Режим транзисторов T_2 — T_4 задан делителями R_4, R_5 и R_7 — R_9. На базу транзистора T_1 подается напряжение от цепи АРУ. Если это напряжение равно +6 В, то усиление каскада с транзисторами T_1 и T_2 максимально.

Контуры L_5, C_7 и L_6C_{12}, сильно зашунтированные резисторами R_6, R_{10} и входными сопротивлениями последующих каскадов, обладают резонансными характеристиками с очень пологими склонами. В имеющемся на входе УПЧИ ФСС последовательные резонансные контуры L_1C_1 и L_4C_4 формируют характеристику в полосе пропускания и хорошо согласуются с выходным сопротивлением селектора и входным сопротивлением транзистора T_1. Контуры L_2C_2 и L_3C_3 — режекторные, настроены соответственно на ПЧ звука принимаемого и соседнего каналов. Вместо транзисторов T_3 и T_4 в УПЧИ по схеме на рис. 3.20,*а* можно применить микросхему К2УС2413 (рис. 3.20,*б*). Вход микросхемы *1* присоединяется к отводу катушки L_5, а выход (вывод *9*) к конденсатору C_{10}. При этом детали C_8, C_9, $C_{11}R_7$ — R_{11} из схемы на рис. 3.20,*а* исключаются.

УПЧИ и УПЧЗ телевизоров «Юность»

При конструировании транзисторного телевизора радиолюбители могут использовать отдельные детали или блок с УПЧИ и УПЧЗ массовых промышленных телевизоров «Юность».

Блок содержит УПЧИ (T_5 — T_8), диодный видеодетектор ($Д_6$), видеоусилитель (T_9, T_{10}) и цепь ключевой АРУ ($T_{17}Д_8T_{16}$), селектор, фазоинвертор и два усилителя синхроимпульсов (T_{20}, T_{19}, T_{18}), УПЧЗ ($T_{21}T_{22}$), частотный детектор ($Д_{11}Д_{12}$), УЗЧ (T_{11} — T_{13}). УПЧИ содержит три каскада на транзисторах T_5 — T_7, включенных по схеме ОЭ и четвертый — T_8 — по схеме ОБ (рис. 3.21). Частотная характеристика УПЧИ (рис. 3.22,*а*) формируется ФСС. Контуры с катушками L_{56} — L_{58} и L_{60} — режекторные, а с катушками L_{55}, L_{59} и L_{61} формируют характеристику в полосе пропускания.

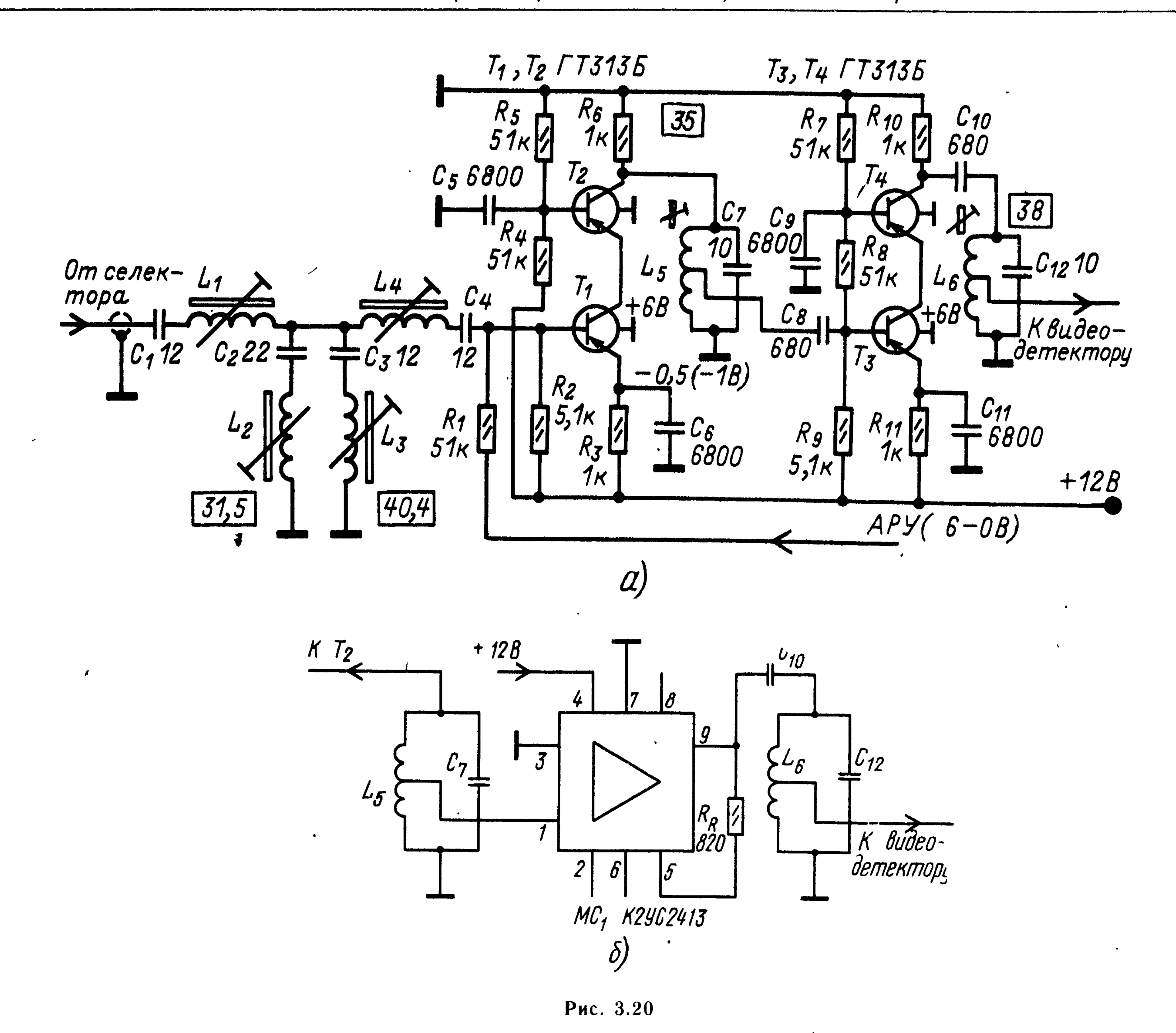


Рис. 3.20

Второй каскад на транзисторе T_6 нагружен одиночным контуром с катушкой L_{62}, настроенным на среднюю частоту полосы пропускания, а четвертый каскад — полосовым фильтром $L_{63}C_{46}L_{64}C_{50}$. Через управляемый делитель с диодами $Д_4$ и $Д_5$ сигнал поступает на эмиттер транзистора T_6. Коэффициент передачи делителя регулируется напряжением АРУ. АЧХ видеоусилителя представлена на рис. 3.22,*б*. Контурные катушки блока заключены в экраны размерами 11×11×19 мм. Детали блока смонтированы на печатной плате из фольгированного гетинакса.

УПЧИ канала изображения для цветного телевизора на интегральных микросхемах серии К224

На входе УПЧИ на интегральных микросхемах в канале изображения для цветного телевизора (рис. 3.23) использован ФСС $L_1C_1L_2C_2C_3L_3C_4L_4C_5L_5C_6L_6C_7C_8$, обеспечивающий формирование АЧХ и ФЧХ, а также необходимую селективность по соседним каналам. Чувствительность не менее 600 мкВ при уровне неискаженного видеосигнала на нагрузке диодного видеодетектора не менее 2 В удается достичь, применив в УПЧИ три каскада. Первый, выполненный на транзисторе T_1, охвачен АРУ. Второй и третий — на микросхемах $МС_1$ и $МС_2$ — каскодные усилители. Начальное напряжение на базе транзистора T_1 выбирается таким, что ток его эмиттера равен 3 — 4 мА. При этом УПЧИ имеет максимальное усиление. На выходе третьего каскада УПЧИ включен полосовой фильтр с емкостной связью $L_7C_{20}L_8C_{28}C_{24}$, нагруженный входным сопротивлением видеодетектора $Д_4$. Режекторный контур L_9C_{27}, включенный перед видеодетектором, служит для уменьшения помех на изображении от звука, а также для уменьшения помех от биений между несущей звукового сопровождения и цветовыми поднесущими при приеме цветного изображения.

Селективность УПЧИ на частотах 30, 31,5 и 41 МГц не менее 40 дБ, а на частоте 39,5 МГц — не менее 36 дБ. Полоса пропускания не менее 5,5 МГц при неравномерности АХЧ в полосе 33,2 — 36,5 МГц не более 1,5 дБ (около 15%).

В УПЧИ на интегральных микросхемах нужно использовать малогабаритные детали — резисторы УЛМ-0,12; МЛТ-0,125 и МЛТ-0,25; подстроечные резисторы СП3-1б и конденсаторы К10-7, КД-1 и К50-6. Детали УПЧИ следует смонтировать на печатной плате из стеклотекстолита толщиной 1,5 мм.

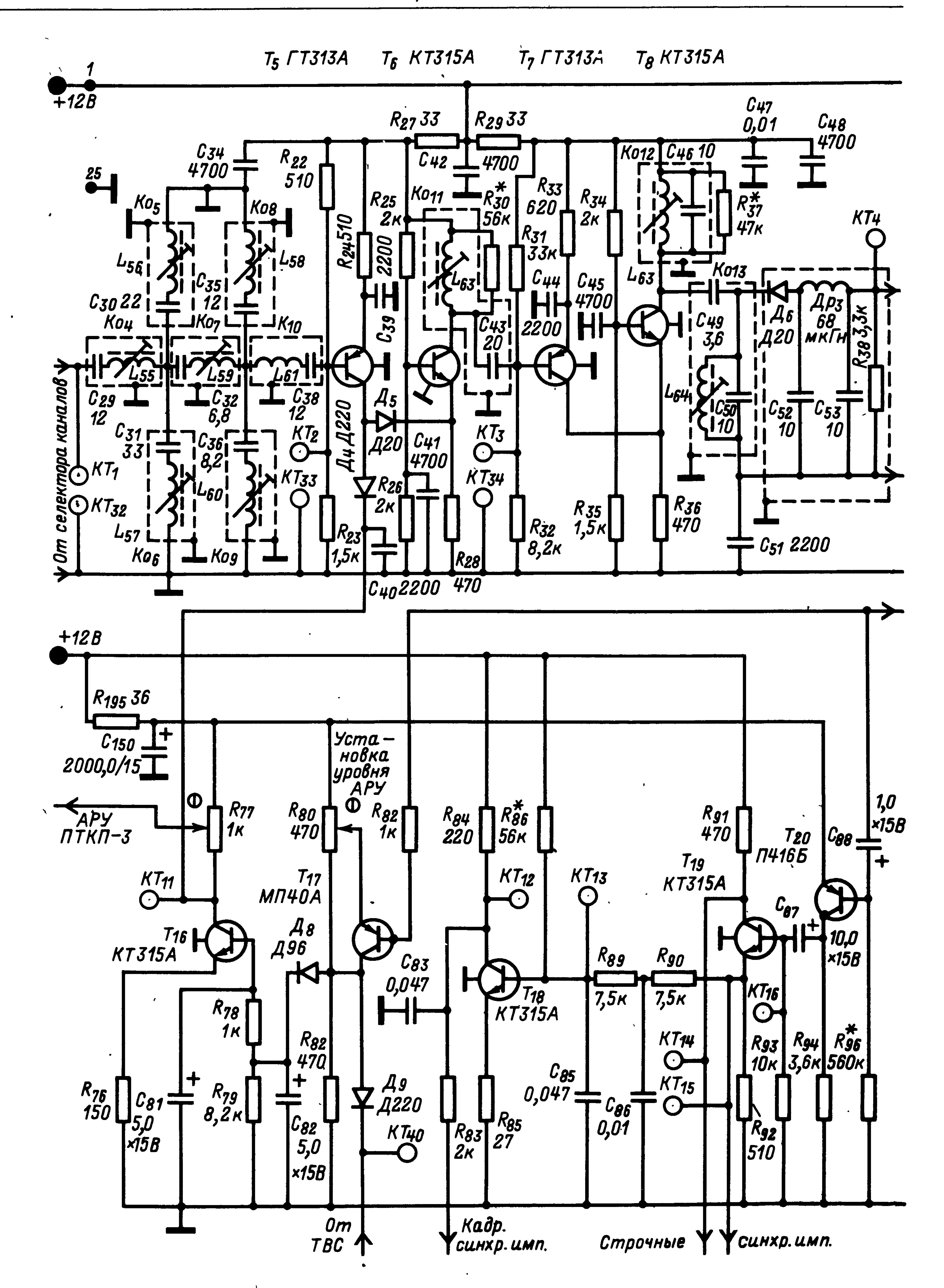
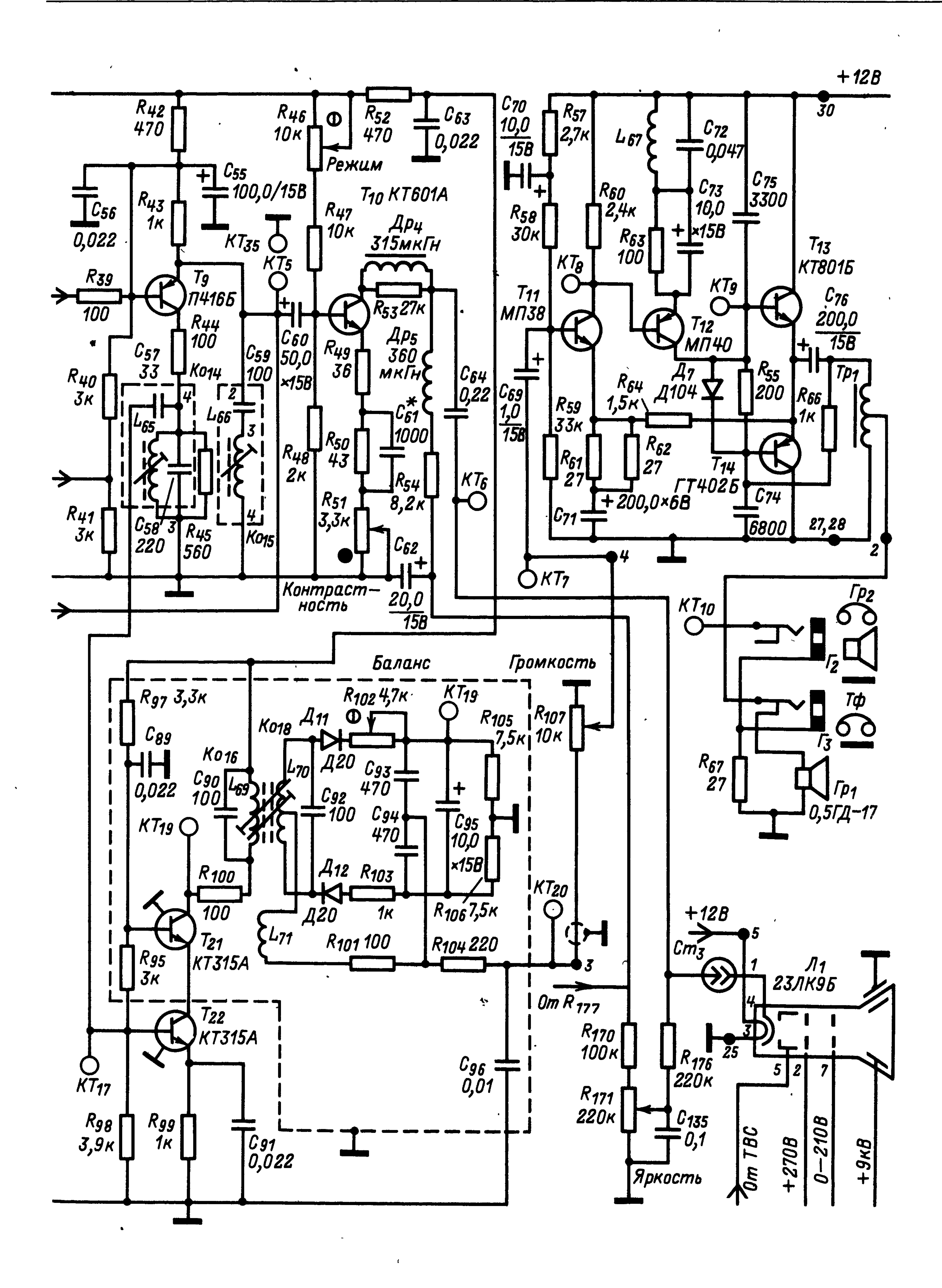


Рис. 3.21

Намоточные данные катушек приведены в табл. 3.4. Катушки намотаны в один слой виток к витку на текстолитовых каркасах (рис. 3.24). Катушки необходимо заключить в экраны размерами 11×11×16 мм, а для подстройки использовать сердечники из карбонильного железа с резьбой М4. На рис. 3.25,*а* приведена АЧХ УПЧИ без ФСС, а на рис. 3.25,*б* — сквозная АЧХ — со входа ФСС.

Модуль УПЧИ на интегральных микросхемах серии К174 канала изображения телевизоров УПИМЦТ-61-II

В модуль (рис. 3.26) входят: ФСС; предварительный каскад УПЧИ на транзисторе T_1 и микросхема MC_1 типа К174УР2Б, выполняющая фун-



кции УПЧИ, видеодетектора, видеоусилителя и цепи АРУ. В ФСС фильтр L_1C_1 — C_3 совместно с емкостью входного кабеля и вносимой эквивалентной реактивностью звена L_2C_4 имеет последовательный резонанс в области ПЧ изображения, определяемый индуктивностью катушки L_1 и емкостью конденсатора C_2, и параллельный резонанс на частоте 40,5 МГц, определяемый индуктивностью последовательного звена L_1C_2 (на частоте параллельного резонанса) и емкостью конденсатора C_1. Катушки L_2, L_3 и конденсаторы C_5, C_6 и C_9 образуют полосовой фильтр, обеспечивающий усиление в полосе пропускания УПЧИ. На рис. 3.27 показана частотная характеристика модуля УПЧИ на интегральных микросхемах серии К174.

Для подавления помех на частотах 31,5 и 30 МГц (см. рис. 3.27) используются последователь-

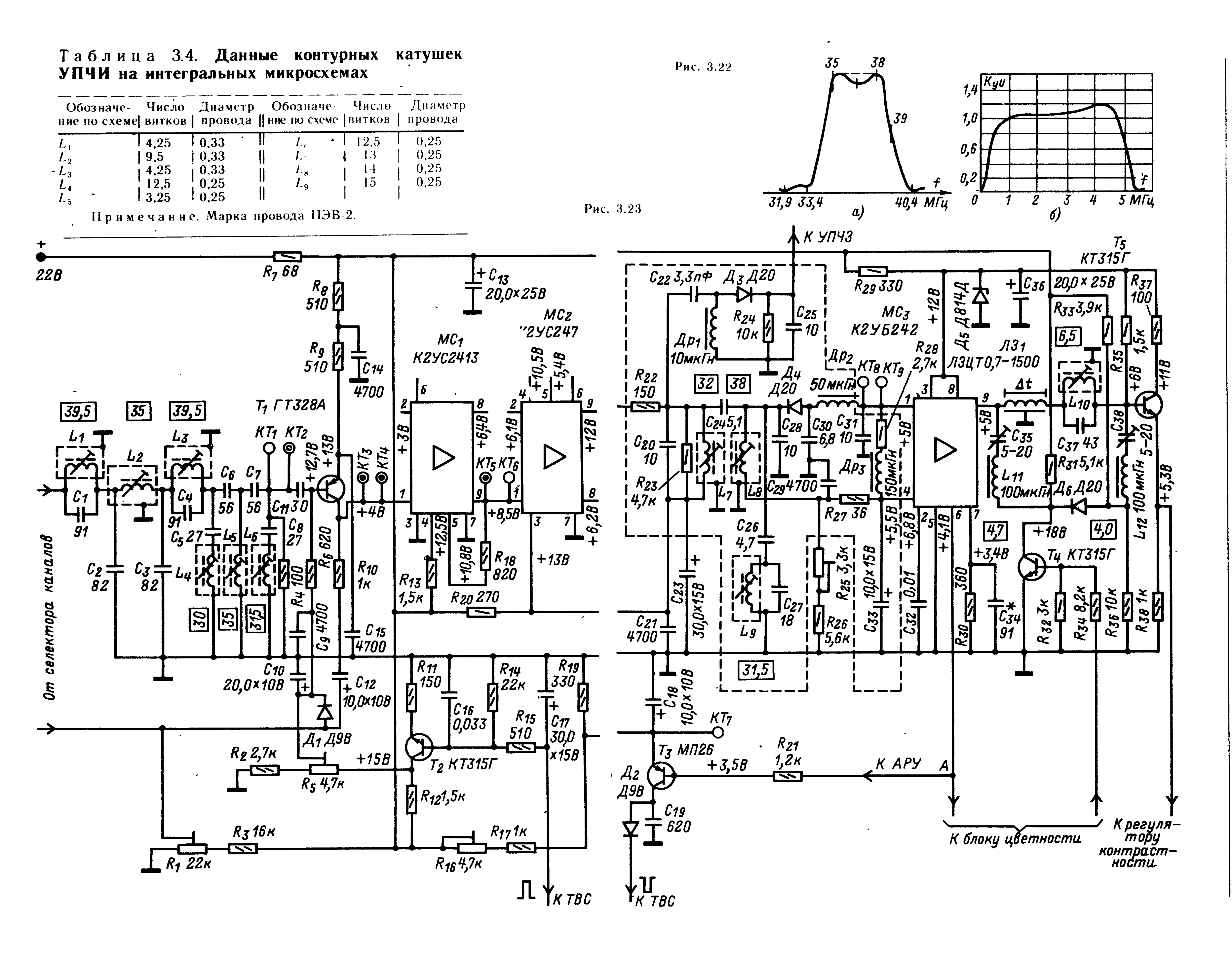


Таблица 3.4. Данные контурных катушек УПЧИ на интегральных микросхемах

Обозначение по схеме	Число витков	Диаметр провода	Обозначение по схеме	Число витков	Диаметр провода
L_1	4,25	0,33	L_6	12,5	0,25
L_2	9,5	0,33	L_7	13	0,25
L_3	4,25	0,33	L_8	14	0,25
L_4	12,5	0,25	L_9	15	0,25
L_5	3,25	0,25			

Примечание. Марка провода ПЭВ-2.

Рис. 3.22

Рис. 3.23

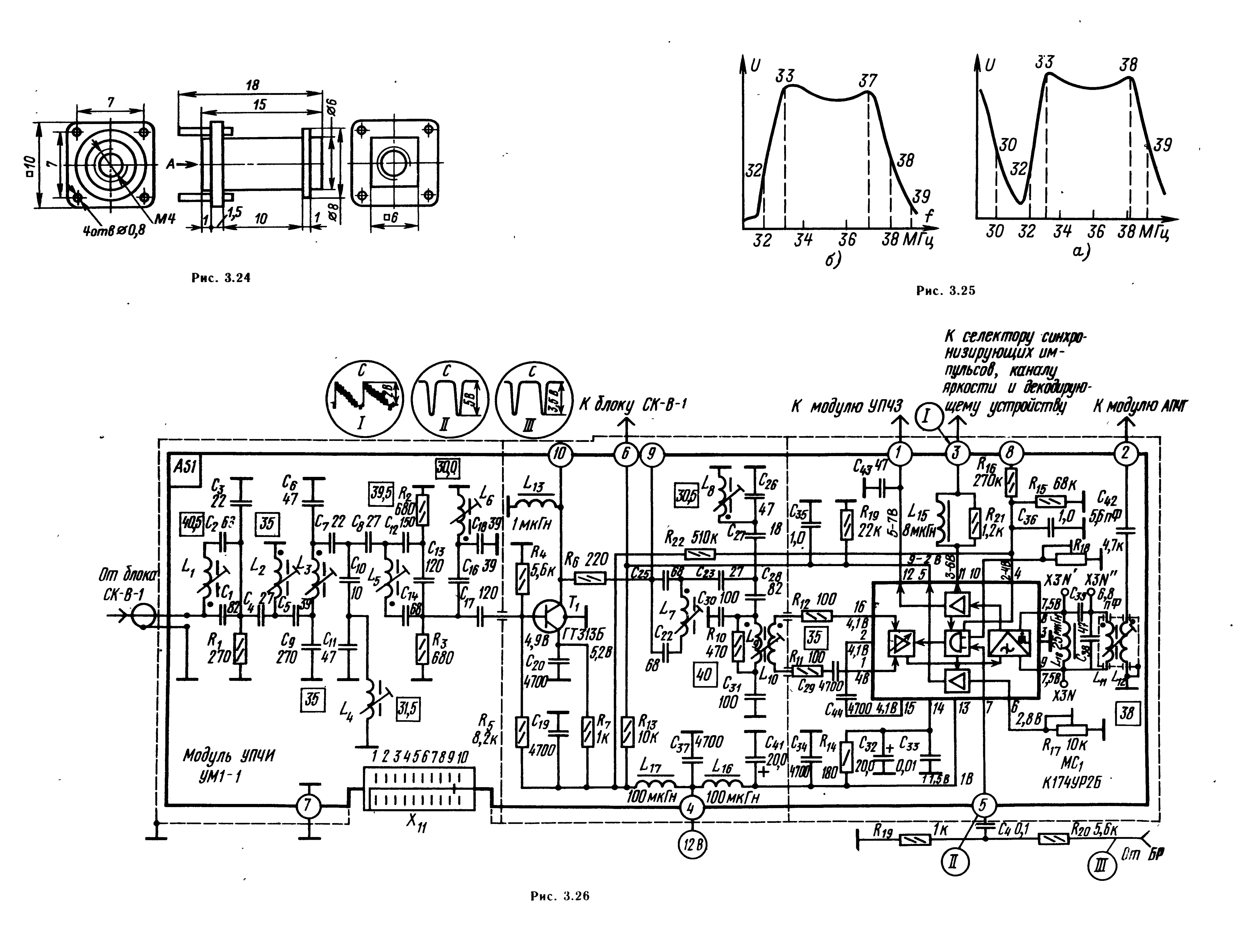


Рис. 3.24

Рис. 3.25

Рис. 3.26

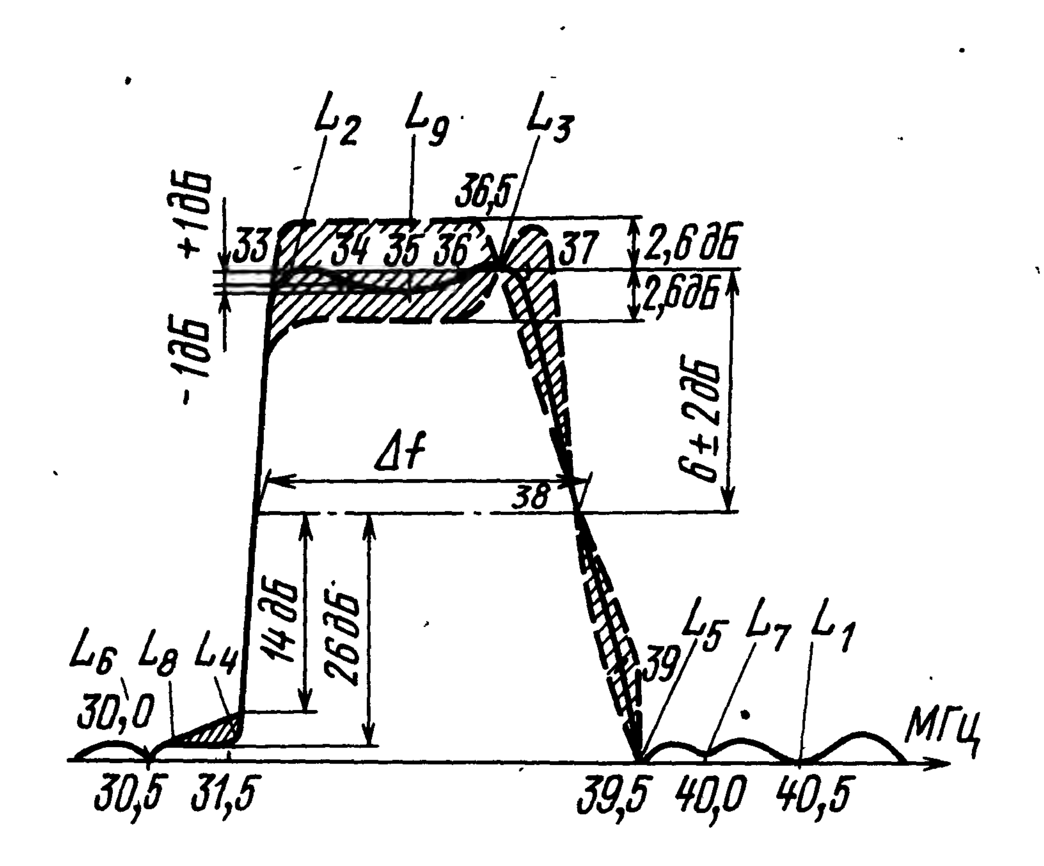


Рис. 3.27

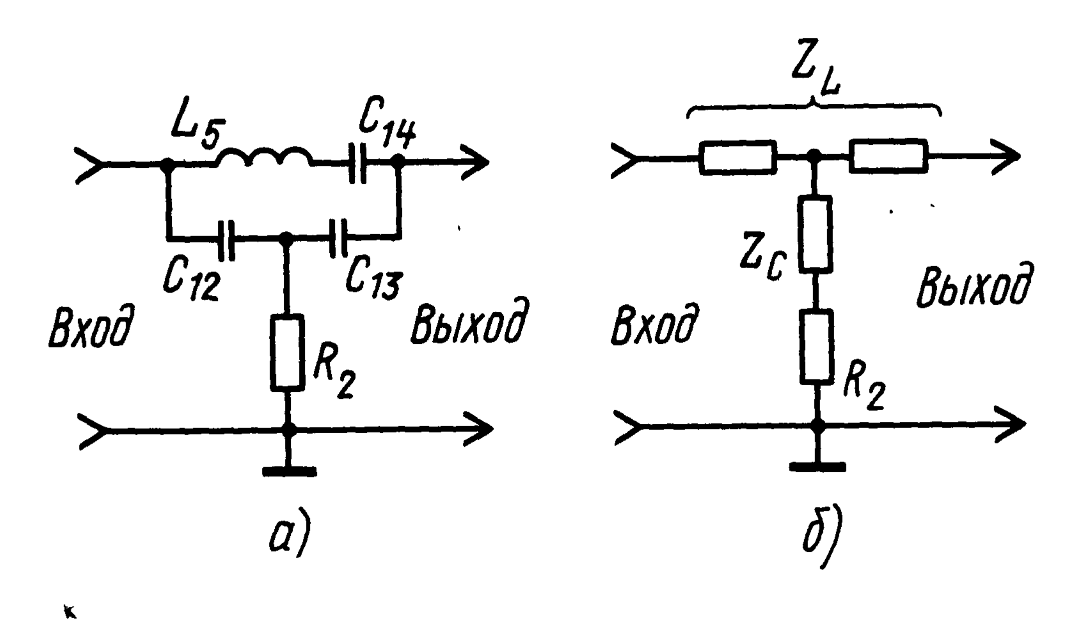


Рис. 3.28

ные резонансные контуры $C_{10}C_{11}L_4$, $C_{16}L_6C_{18}$ соответственно (см. рис. 3.26). Для подавления помех, создаваемых сигналами звукового сопровождения соседнего телевизионного канала на частоте 39,5 МГц, применена Т-образная мостовая цепь. Эквивалентная схема Т-образной мостовой цепи модуля УПЧИ на интегральных микросхемах серии К174 приведена на рис. 3.28. Одно из плеч мостовой цепи образовано конденсатором C_{14} и катушкой L_5, другое — конденсаторами C_{12} и C_{13}, общая точка которых через резистор R_2 соединена с корпусом (рис. 3.26 и 3.28,*а*). При резонансе в цепи L_5C_{12} — C_{14} на частоте 39,5 МГц и равенстве приведенного отрицательного реактивного сопротивления Z_C (рис. 3.28,*б*), образованного конденсаторами C_{12} и C_{13} (см. рис. 3.26), положительному по знаку сопротивлению резистора R_2 происходит компенсация двух противофазных напряжений, выделяющихся на этих элементах. Общее сопротивление цепи Z_cR_2 (см. рис. 3.28,*б*) оказывается близким к нулю, и коэффициент передачи цепи резко уменьшается.

Для улучшения селективности УПЧИ в коллекторную цепь транзистора T_1 включен полосовой фильтр, состоящий из трех контуров: L_7C_{22} C_{25}, $L_8C_{26}C_{27}$ и $L_9R_{10}C_{30}C_{31}$. Резисторы $R_{12}R_{11}$ и конденсатор C_{29} предназначены для согласования полосового фильтра с входным сопротивлением первого каскада УПЧИ микросхемы $МС_1$. Элементы C_{19}, C_{37}, C_{41}, C_{34}, L_{16} и L_{17} образуют фильтры для развязки по цепи питания предварительного УПЧ и трехкаскадного УПЧ в $МС_1$. Питание $МС_1$ осуществляется через гасящий резистор R_{14}.

3.4. СХЕМЫ УПЧЗ

В каскадах УПЧЗ применяют одиночные и полосовые фильтры со связью между контурами несколько выше критической. В этом случае удается получить частотную характеристику с крутыми склонами и почти плоской вершиной. В одноканальных телевизорах контуры УПЧЗ настраивают на разностную частоту 6,5 МГц. Ширина полосы пропускания УПЧЗ 200 — 500 кГц. Видеодетектор выделяет видеосигнал и преобразует сигнал ПЧ звука в ЧМ сигнал разностной частоты. Его отделяют от видеосигнала на выходе видеодетектора либо после видеоусилителя. Для уменьшения помех от видеосигнала амплитуда сигнала ПЧ звукового сопровождения на выходе УПЧИ должна быть в 5—10 раз меньше амплитуды сигнала ПЧ изображения.

В цепях отделения ПЧ звука на рис. 3.29,*а, б* сигнал разностной частоты отделяется при помощи режекторного контура, включенного на выходе видеодетектора или видеоусилителя и настроенного на разностную частоту 6,5 МГц. УПЧЗ по рис. 3.29,*б* подключают в телевизорах III и IV классов. Благодаря тому что в этом случае сигнал разностной частоты усиливается в видеоусилителе, УПЧЗ может содержать меньшее количество каскадов. Однако из-за дополнительной модуляции разностной частоты в видеоусилителе качество звукового сопровождения здесь ниже, чем при использовании УПЧЗ по схеме на рис. 3.29,*а*. В телевизорах нерно-белого изображения I и II классов и цветных телевизорах для выделения сигнала разностной частоты используют цепь с отдельным детектором на диоде $Д_3$ (см. рис. 3.23) и $Д_1$ (рис. 3.29,*в*). Это дает возможность подавить с помощью дополнительного режекторного фильтра L_9C_{27} (см. рис. 3.23) L_3C_1 (см. рис. 3.29,*в*) сигнал ПЧ звука и не пропустить его на вход видеодетектора. В этом случае сигнал разностной частоты, заметный на изображении в виде помехи, не выделяется на выходе видеодетектора и отсутствует в видеоусилителе. Кроме того, исключаются помехи на изображении от сигнала с частотой биений между несущей звука и цветовыми поднесущими при приеме цветной телевизионной передачи.

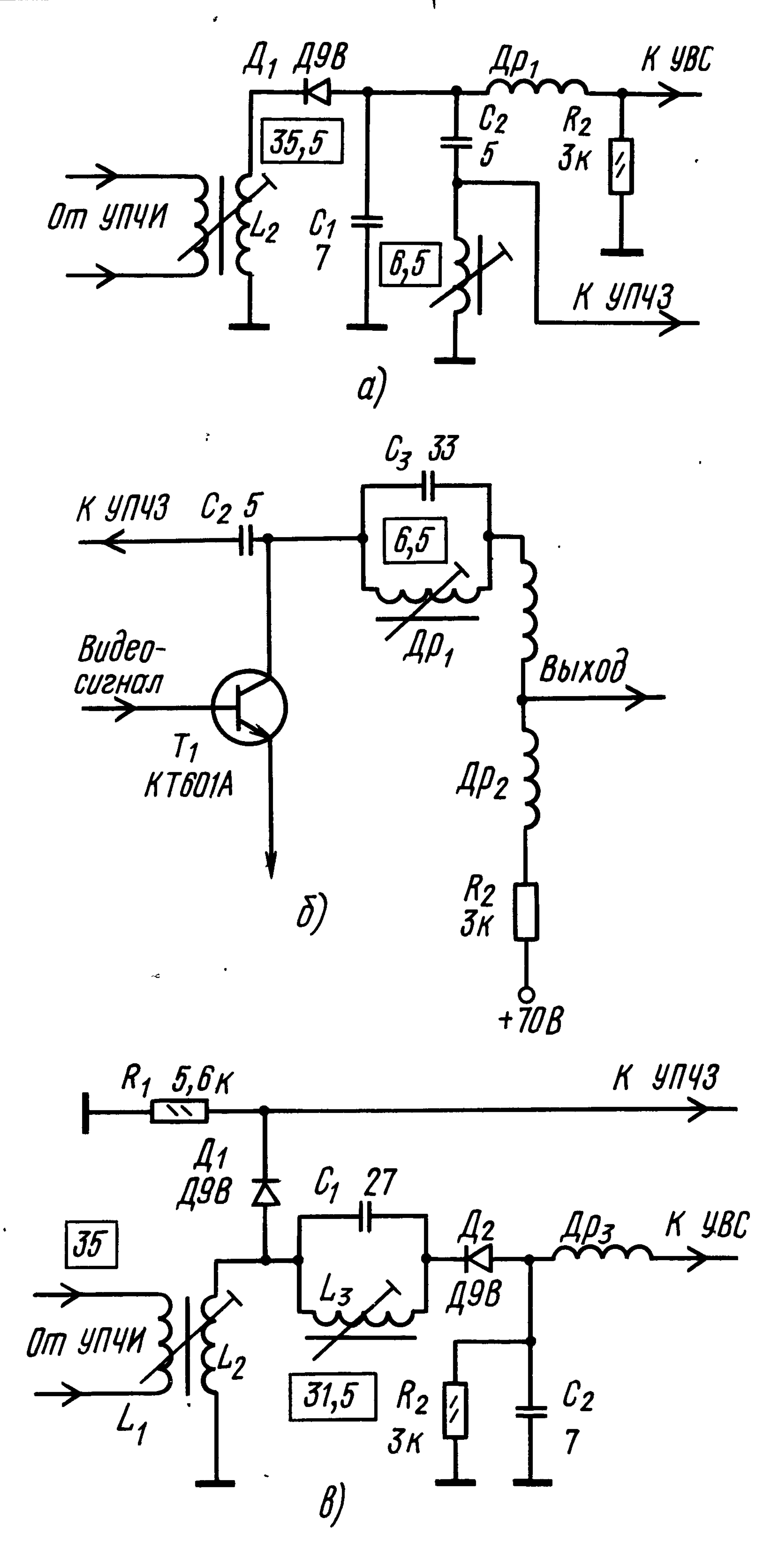


Рис. 3.29

При конструировании радиолюбители могут использовать детали и целые блоки УПЧЗ телевизоров массового производства.

Канал УПЧЗ и УЗЧ транзисторных телевизоров «Юность»

Канал УПЧЗ и УЗЧ телевизоров «Юность» (см. рис. 3.21) содержит однокаскадный УПЧЗ на транзисторах T_{21} и T_{22}, собранный по каскодной схеме, частотный детектор с диодами $Д_{11}$, $Д_{12}$ и трехкаскадный УЗЧ на транзисторах T_{11} — T_{14}. При помощи диода $Д_7$ осуществляется термостабилизация выходного каскада, нагруженного через автотрансформатор громкоговорителем *Гр* типа 0,5 ГД17. Частотная характеристика УЗЧ корректируется при помощи частотно-зависимой ООС, напряжение которой подается с эмиттеров транзисторов T_{13}, T_{14} на эмиттер T_{11} через цепь R_{64}, R_{61}, R_{62}, C_{71}.

Обмотки и автотрансформатор $Тр_1$ размещены на сердечниках Ш4×8 из пермаллоя и содержат соответственно 220 и 150 витков провода ПЭВ-1 0,23. Контурные катушки заключены в экраны размерами 11×11×19 мм. Контур частотного детектора и детали R_{95} — R_{106} и C_{89} — C_{95} заключены в экран размерами 42×42×22 мм.

Блок УПЧЗ на интегральных микросхемах серии К224

Блок выполнен с использованием частоты биений сигналов ПЧ 6,5 МГц (рис. 3.30). В него входят УПЧЗ, выполненный на микросхеме $МС_1$ (микросхема К2УС248) и дробный детектор на $МС_2$ (микросхема К2ДС242). Параметры блока: чувствительность, не ниже 2 мВ; полоса пропускания УПЧЗ, не менее 250 кГц; уровень выходного сигнала на нагрузке дробного детектора при девиации частоты ±50 кГц, не менее 250 мВ.

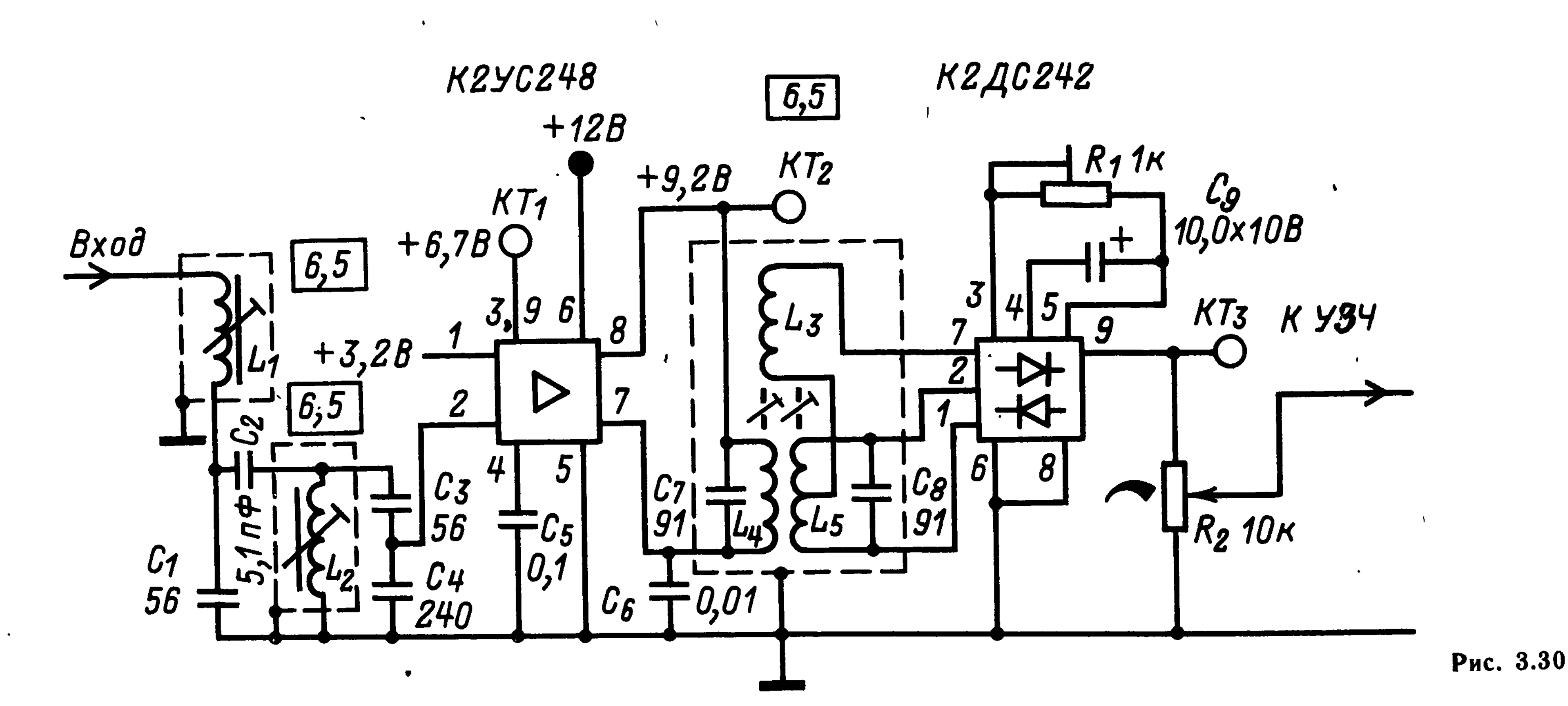


Рис. 3.30

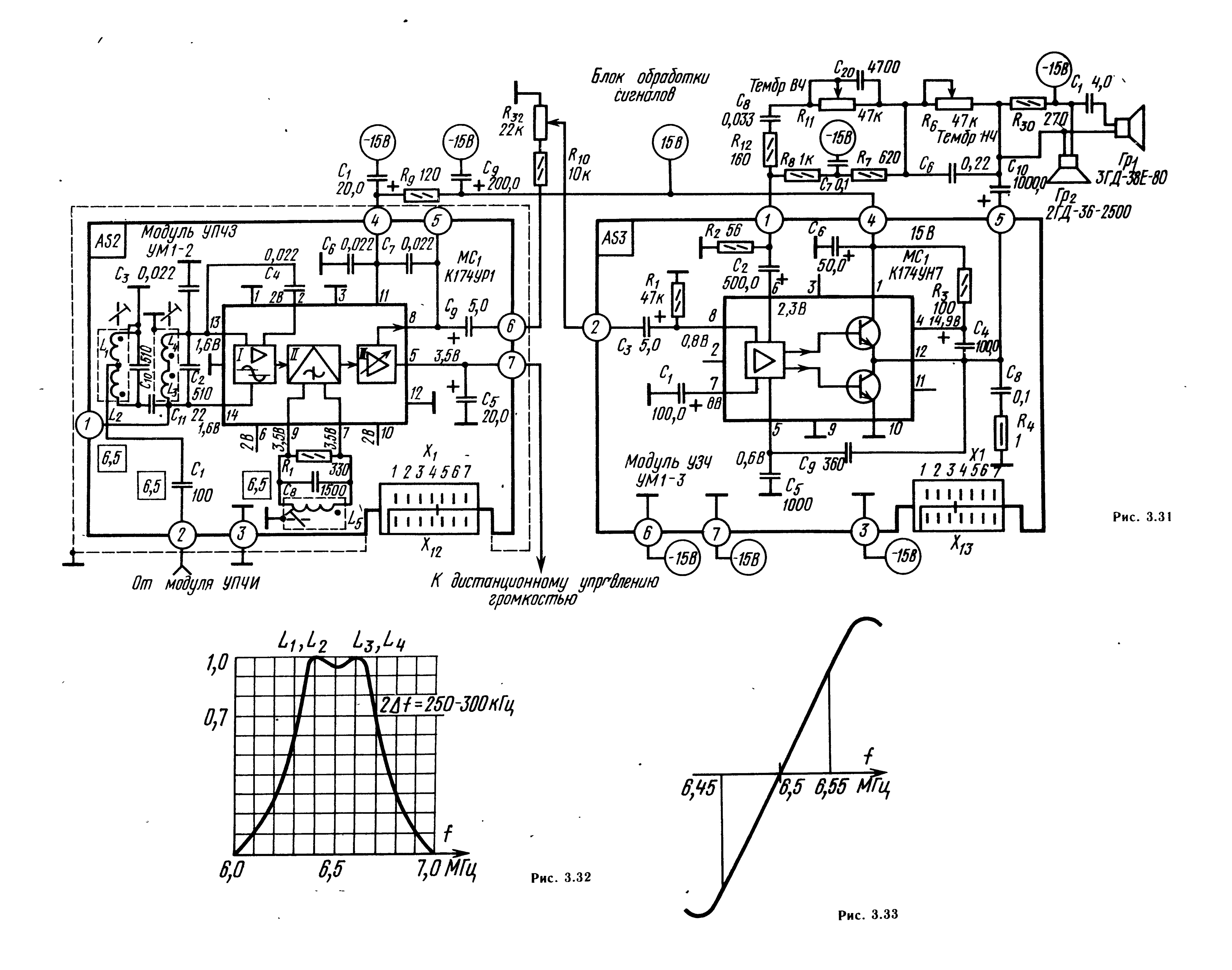


Рис. 3.31

Рис. 3.32

Рис. 3.33

Таблица 3.5. **Данные контурных катушек УПЧЗ на интегральных микросхемах**

Обозначение по схеме	Число витков	Провод
L_1	56	0,14
L_2	56	0,14
L_3	15	0,19
L_4	35	0,19
L_5	17×2	0,19

Примечание. Все катушки наматывают проводом ПЭВ-2 в один слой виток к витку: L_3 — поверх L_4, L_5 — в два провода.

На входе микросхемы MC_1 УПЧЗ включен полосовой фильтр $C_1C_2L_1L_2C_3C_4$, выделяющий сигнал разностной частоты 6,5 МГц. Микросхема MC_1 обеспечивает усиление и одновременно ограничение сигнала разностной частоты. Нагрузкой микросхемы MC_1 является фазовращающий трансформатор, образованный катушками L_3 — L_5, который с микросхемой MC_2 образует дробный детектор. Симметрия детектора достигается подстроечным резистором R_1.

Сигнал звуковой частоты с выхода дробного детектора через регулятор громкости R_2 поступает на вход УЗЧ.

Блок монтируется на печатной плате размерами 130×50 мм. Фазовращающий трансформатор дробного детектора помещается в экран. Печатная плата должна быть рассчитана на установку резисторов УЛМ 0,12 или МЛТ-0,125, подстроечного резистора СПЗ-1Б, конденсаторов К10-7В и электролитических конденсаторов К50-6.

Намоточные данные катушек приведены в табл. 3.5,*а* конструкция каркасов катушек показана на рис. 3.24. Они изготовлены из текстолита и заключены в экраны размерами 11×11×16 мм. Для подстройки контуров используют сердечники из карбонильного железа с резьбой М4.

Канал звука на интегральных микросхемах серии К174 телевизоров УПИМЦТ-61-II

В канале звука телевизоров УПИМЦТ-61-II УПЧЗ и частотный детектор выполнены в виде отдельного модуля (рис. 3.31). На вход модуля УПЧЗ (контакт *2*) сигнал поступает с вывода *1* модуля УПЧИ (см. рис. 3.26). После выделения полосовым фильтром $L_1L_2C_{10}L_4L_3C_2$ сигнал разностной частоты 6,5 МГц поступает на вход (вывод *14*) микросхемы MC_1 типа К174УР1. В микросхеме происходит усиление, ограничение и детектирование ЧМ сигнала разностной частоты.

Детектирование ЧМ сигнала в MC_1 осуществляется фазовым способом с помощью детектора произведения, который представляет собой два ключа и нагрузку, соединенные последовательно. Один ключ управляется непосредственно сигналом, а второй напряжением, снимаемым с опорного контура L_5C_8 (см. рис. 3.31). Так как ключи соединены последовательно, то ток в нагрузке будет протекать только в те моменты времени, когда ключи замкнуты одновременно, что зависит от разности фаз напряжений, управляющих ключами. Конденсаторы, через которые сигнал подается на опорный контур и благодаря которым сдвиг фаз между сигналом и опорным напряжением при резонансе равен 90°, расположены в самой микросхеме MC_1.

К выводу *5* MC_1 подключается внешний переменный резистор сопротивлением 4,7 кОм, соединенный с шасси для дистанционного управления громкостью. Низкочастотный сигнал с вывода *6* MC_1 подаётся на регулятор громкости R_{32}. Частотная характеристика полосового фильтра УПЧЗ и общая частотная характеристика изображены соответственно на рис. 3.32 и рис. 3.33.

В модуле УЗЧ применена MC_1 типа К174УН7, которая содержит мощный двухтактный выходной каскад, нагруженный на динамические головки $Гр_1$ и $Гр_2$.

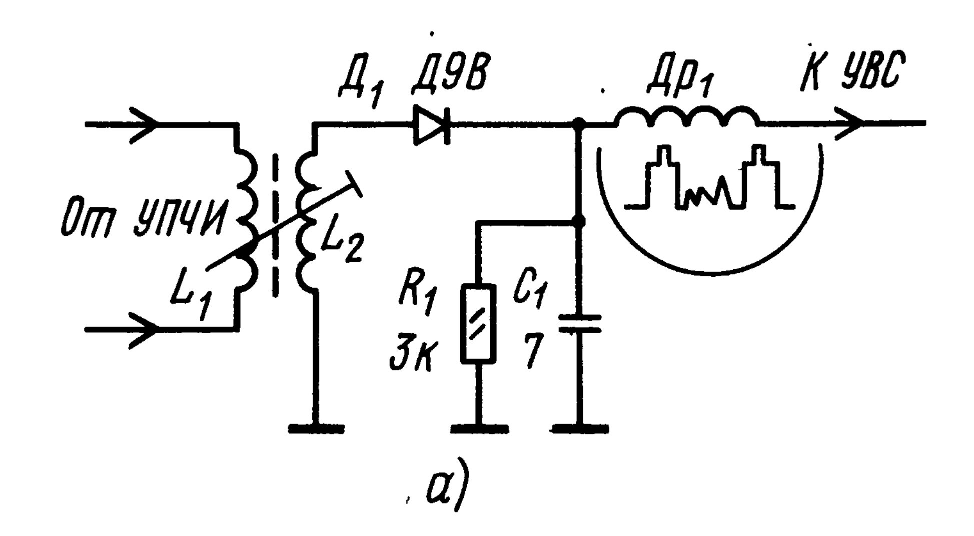
3.5. ВИДЕОДЕТЕКТОРЫ И ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Видеодетектор выделяет видеосигнал, которым промодулирована несущая ПЧ изображения.

Видеодетекторы, как правило, выполняют на точечных германиевых диодах с малой проходной емкостью. Конденсатор C_1 на выходе видеодетектора (рис. 3.34) отфильтровывает сигнал ПЧ от видеосигнала. Иногда роль этого конденсатора выполняет емкость монтажа или входная емкость следующего за видеодетектором усилителя. Чтобы напряжение на конденсаторе C_1 успевало измениться по закону огибающей видеосигнала, постоянная времени нагрузки видеодетектора не должна превышать 0,03 мкс.

В зависимости от полярности включения диода на выходе видеодетектора можно выделить видеосигнал положительной (рис. 3.34,*а*) или отрицательной (3.34,*б*) полярности. Дроссель $Др_1$ с входной емкостью видеоусилителя $C_{вх}$ образует колебательный контур, настроенный на верхние составляющие видеосигнала, которые ослабляются в нагрузке детектора. Дроссель $Др_1$ осуществляет высокочастотную коррекцию видеосигнала и предотвращает проникновение сигнала ПЧ на вход видеоусилителя.

Видеоусилитель должен обеспечить усиление видеосигнала до амплитуды 70 — 100 В. При этом оконечный каскад видеоусилителя, подключенный к модулятору кинескопа, должен сохранять работоспособность и не выходить из строя из-за кратковременных высоковольтных пробоев в кинескопе. В видеоусилителях на транзисторах для этого применяют специальные высоковольтные транзисторы и цепи защиты от пробоев. Схема оконечного каскада видеоусилителя на транзисторе приведена на рис. 3.35. Видеосигнал на входе транзисторного видеоусилителя должен



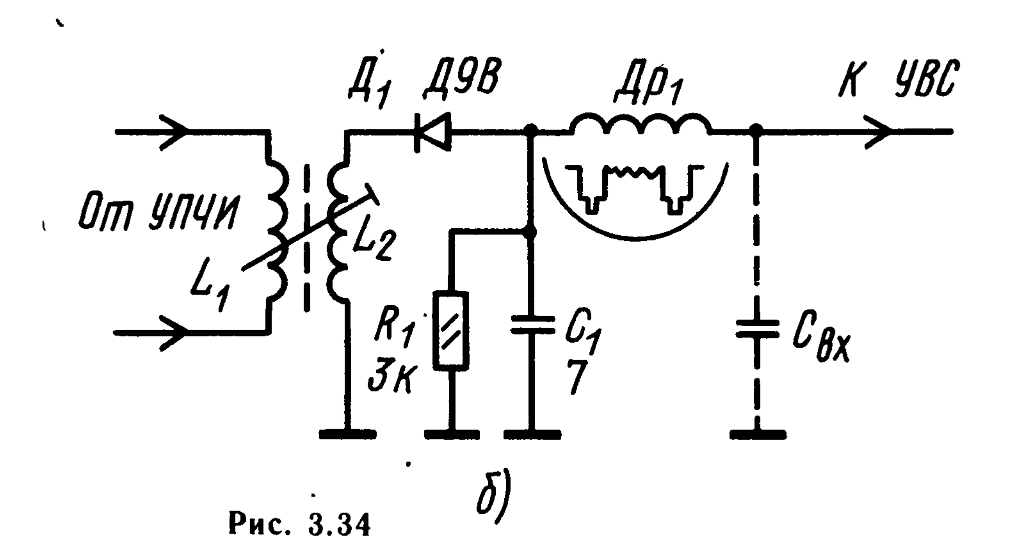


Рис. 3.34

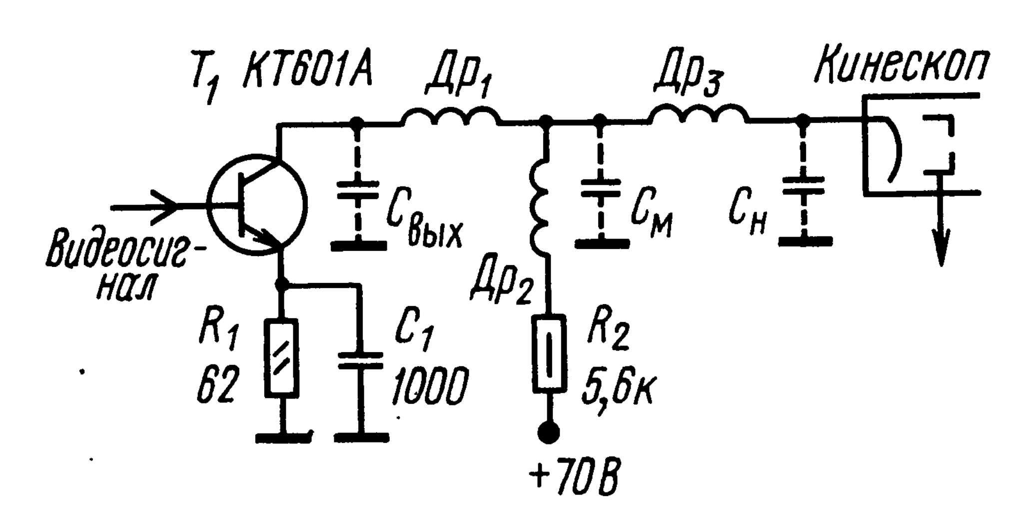


Рис. 3.35

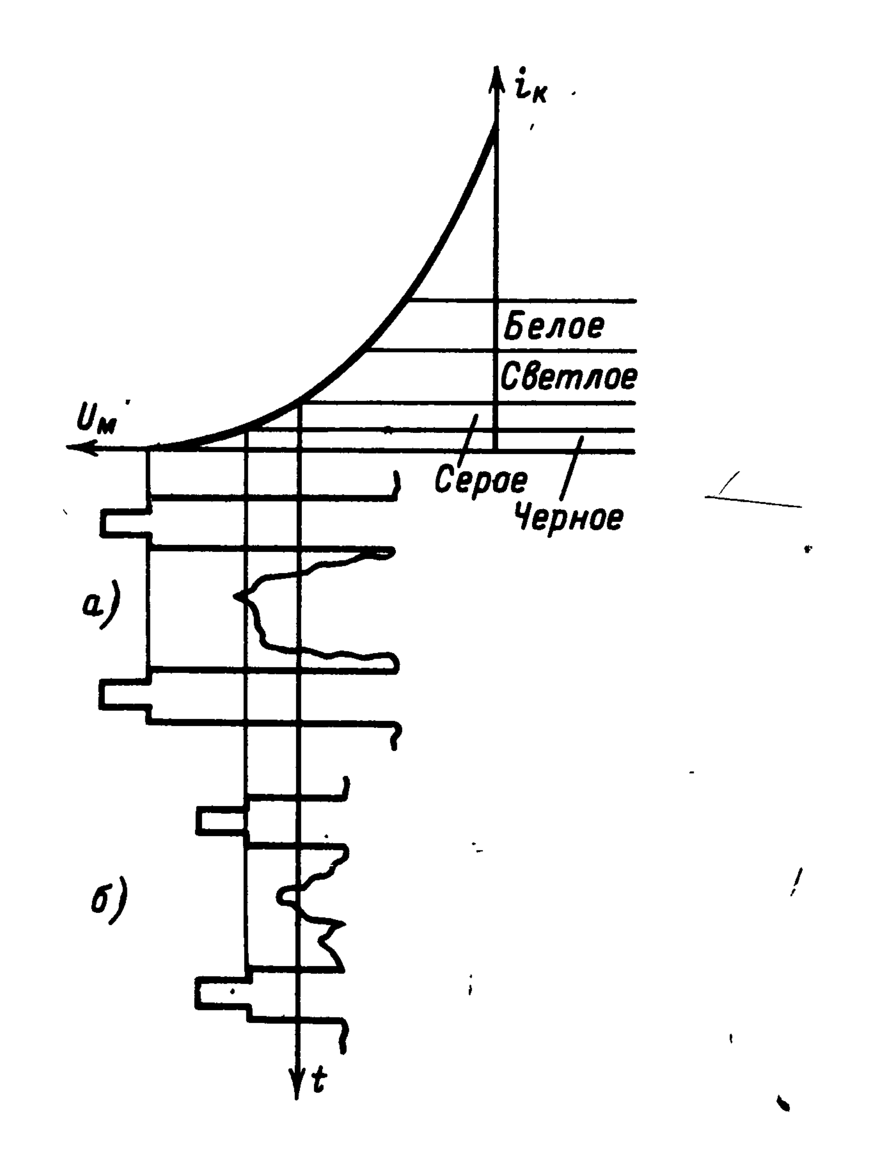


Рис. 3.36

иметь амплитуду в несколько десятых долей вольта. При этом нелинейные искажения из-за нелинейности начального участка характеристики диода в видеодетекторе должны быть минимальными.

К нагрузке видеоусилителя подключены выходная емкость $C_{вых}$, монтажные емкости $C_м$ и емкость цепи модулятора кинескопа $C_н$ (рис. 3.35). Чтобы коэффициент усиления видеоусилителя из-за шунтирующего действия этих емкостей на верхних частотах не сильно уменьшался, сопротивление резистора в цепи коллектора транзистора (R_2) выбирают в пределах от 2 до 8 кОм. Кроме того, в цепь нагрузки видеоусилителя включают корректирующие дроссели $Др_1$ — $Др_3$, которые вместе с указанными емкостями образуют колебательные контуры, настроенные на верхние частоты видеосигнала. В цепях дроссель $Др_1$ образует колебательный контур с емкостями $C_{вых}$ и $C_м$, дроссель $Др_2$ — емкостью $C_м$, а дроссель $Др_3$ — с емкостями $C_м$ и $C_н$. Так как дроссели $Др_2$ и $Др_3$ включены последовательно между источником выходного сигнала, транзистором и модулятором кинескопа, то они составляют цепь последовательной коррекции. Дроссель $Др_3$, включенный параллельно источнику сигнала, входит в цепь параллельной коррекции. Благодаря этому частотная характеристика видеоусилителя на верхних частотах видеосигнала не понижается, а даже имеет некоторый подъем усиления, что положительно сказывается на четкости изображения.

Чтобы при ограниченном сопротивлении резистора нагрузки получить достаточное усиление, в видеоусилителях применяют транзисторы с большими коэффициентами передачи по току. Для полной модуляции кинескопа достаточно напряжения видеосигнала в 40—60 В, однако амплитудная характеристика видеоусилителя с учетом дрейфа параметров транзисторов должна быть линейной до 80 — 100 В.

Постоянная составляющая видеосигнала передается с выхода видеодетектора до модулятора кинескопа благодаря отсутствию переходных емкостей в видеоусилителе. Модуляция тока луча кинескопа видеосигналами показана на рис. 3.36. Если в видеосигнале, модулирующем кинескоп, отсутствует постоянная составляющая, то яркость деталей воспроизводимого изображения не будет соответствовать оригиналу. Это происходит из-за того, что уровень напряжения на модуляторе кинескопа, соответствующий черному в воспроизводимом изображении, будет меняться в зависимости от средней освещенности передаваемого изображения. В результате при передаче слабо освещенного изображения (рис. 3.36,*б*) черные детали будут воспроизведены как серые, а серые — как светлые. При передаче ярко освещенного изображения серые детали станут черными, а белые могут стать серыми (рис. 3.36,*а*).

Если постоянная составляющая видеосигнала передается без потерь вплоть до модулятора кинескопа, то однажды установленный уровень черного не меняет своего положения на характеристике кинескопа в течение всей передачи.

Поскольку на вход транзисторного видеоусилителя необходимо подать сигнал амплитудой всего несколько десятых долей вольта, что обусловливается характеристиками транзисторов, в видеодетекторе транзисторных телевизоров применяют полупроводниковые диоды, обеспечивающие линейное детектирование столь малых сигналов (например, Д311).

Большое внимание уделяется также согласованию нагрузочного сопротивления детектора с относительно низким входным сопротивлением транзистора в видеоусилителе. По этой причине между видеодетектором и усилительным каскадом включают эмиттерный повторитель (каскад с эмиттерной нагрузкой), не дающий усиления по напряжению, но выполняющий роль трансформатора сопротивлений (рис. 3.37). Входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе T_1 больше его сопротивления нагрузки R_4, и это дает возможность исключить шунтирование нагрузки видеодетектора низким входным сопротивлением видеоусилителя (транзистор T_2).

Видеоусилитель обычно содержит один каскад на транзисторе T_2 (см. рис. 3.37), включенном по схеме ОЭ, и должен развивать выходное напряжение амплитудой в несколько десятков вольт. Хотя для малогабаритных транзисторных телевизоров разработаны кинескопы, для модуляции которых достаточно напряжение видеосигнала амплитудой 20 — 40 В, в видеоусилителях таких телевизоров все-таки приходится применять специальные транзисторы, которые могут работать при напряжении на коллекторе 50 — 100 В. В переносных транзисторных телевизорах, где напряжение питания всех остальных транзисторов обычно равно 12 В, для питания видеоусилителя используют напряжение, полученное от отдельного импульсного выпрямителя на диоде $Д_2$, подключенного к повышающей обмотке ТВС.

В транзисторных телевизорах модулирующий сигнал всегда подают на катод кинескопа, т. к. в этом случае изменяется разность потенциалов между модулятором и первым анодом кинескопа. При подаче сигнала на модулятор изменяется разность потенциалов между модулятором и катодом, а между катодом и первым анодом — не изменяется. Глубина модуляции в первом случае на 20 — 25% выше, чем во втором, и от видеоусилителя требуется меньшее выходное напряжение.

Видеодетектор и видеоусилитель телевизоров «Юность». После видеодетектора на диоде $Д_6$ следует двухкаскадный видеоусилитель (см. рис. 3.21). Первый его каскад — на транзисторе T_9 собран по схеме ОК для видеосигнала и по схеме ОЭ для сигнала разностной частоты звука, который выделяется на контуре $L_{65}C_{58}$ и через конденсатор C_{57} подается на вход УПЧЗ. Режекторный контур $L_{66}C_{59}$ предотвращает попадание разностной частоты на вход второго каскада видеоусилителя на транзисторе T_{10}, собранного по схеме ОЭ с применением сложной коррекции частотной характеристики (рис. 3.22,*б*) при помощи дросселей $Др_5$ и $Др_4$. Усиленный видеосигнал через конденсатор C_{64} подается на катод кинескопа $Л_1$. Контрастность изображения регулируется изменением глубины отрицательной обратной связи при помощи переменного резистора R_{51} в цепи эмиттера транзистора T_{10}.

Видеодетекторы и видеоусилители телевизоров на интегральных микросхемах. В телевизорах на интегральных микросхемах сигнал ПЧ детектируется при помощи синхронного детектора. Применение в качестве видеодетектора синхронного детектора обусловлено малым уровнем выходного сигнала УПЧИ (несколько сотен милливольт), который не позволяет получить необходимую линейность преобразования при использовании обычного диодного детектора, а также меньшими перекрестными искажениями между сигналами разностной частоты и поднесущими цветности при приеме сигнала цветного телевидения.

Синхронный детектор можно представить в виде ключа *К*, который переключается специальным управляющим устройством (рис. 3.38). Если ключ замыкать синхронно с началом каждого полупериода синусоидальных колебаний, создаваемых источником принимаемого сигнала *Г*, и размыкать по окончании полупериода с интервалом в T/2, то в нагрузке детектора $R_н$ возникнут положительные полуволны синусоиды. При этом постоянная составляющая сигнала будет повто-

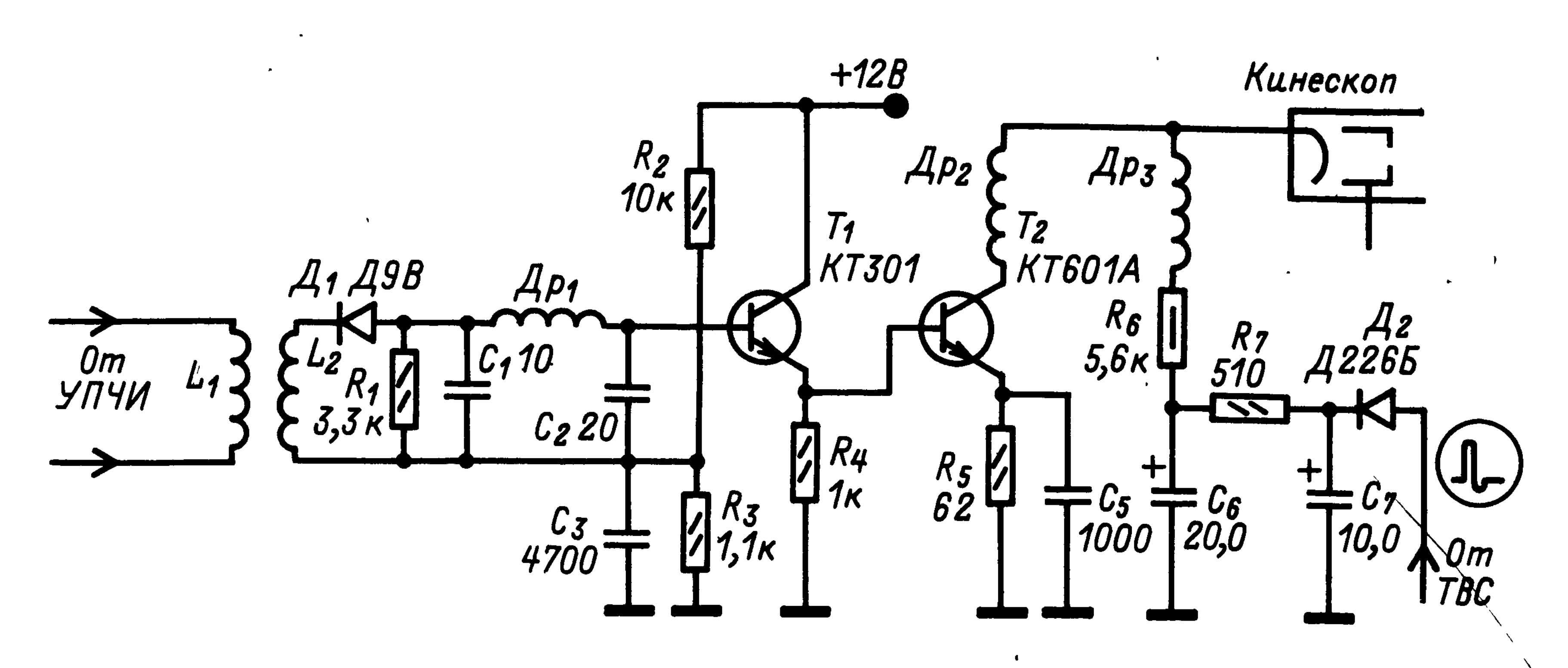


Рис. 3.37

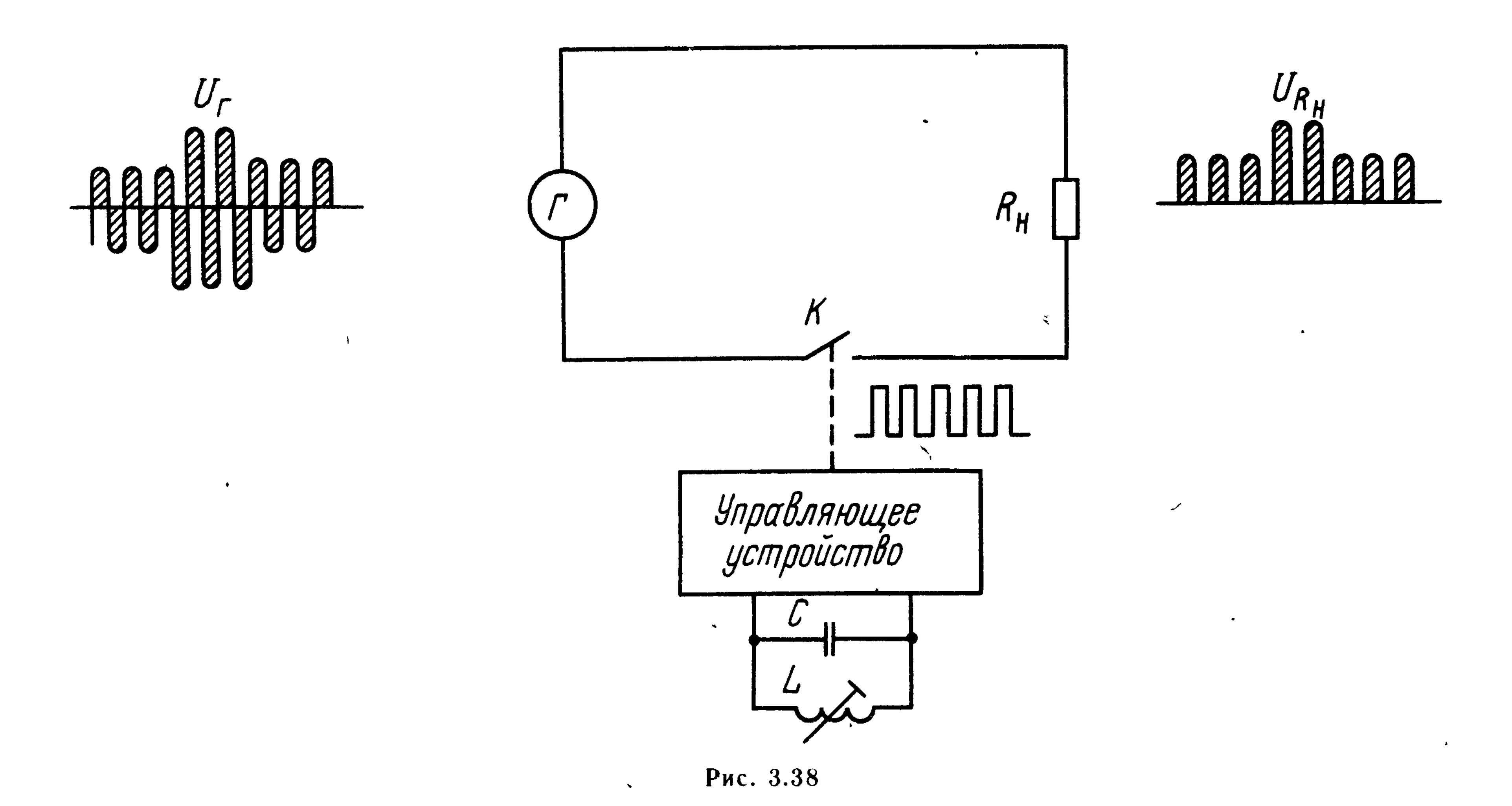


Рис. 3.38

рять огибающую колебаний, создаваемых источником принимаемого сигнала.

В микросхеме для управления ключом, который выполнен в виде электронного коммутатора, используется преобразованный входной сигнал. Для того чтобы работа управляющего устройства не зависела от фазы и амплитуды входного сигнала, в его состав введен ограничитель, нагруженный на опорный контур LC, настроенный на несущую ПЧ изображения.

Каскады видеоусилителя, содержащиеся обычно в одной микросхеме с видеодетектором, служат для предварительного усиления видеосигнала. Оконечные каскады видеоусилителя выполняются на дискретных элементах, и схема их аналогична схемам, применяемым в транзисторных телевизорах.

Видеодетектор и предварительный видеоусилитель на микросхеме К174УР2 телевизоров УПИМЦТ-61-II. В микросхеме MC_1 модуля

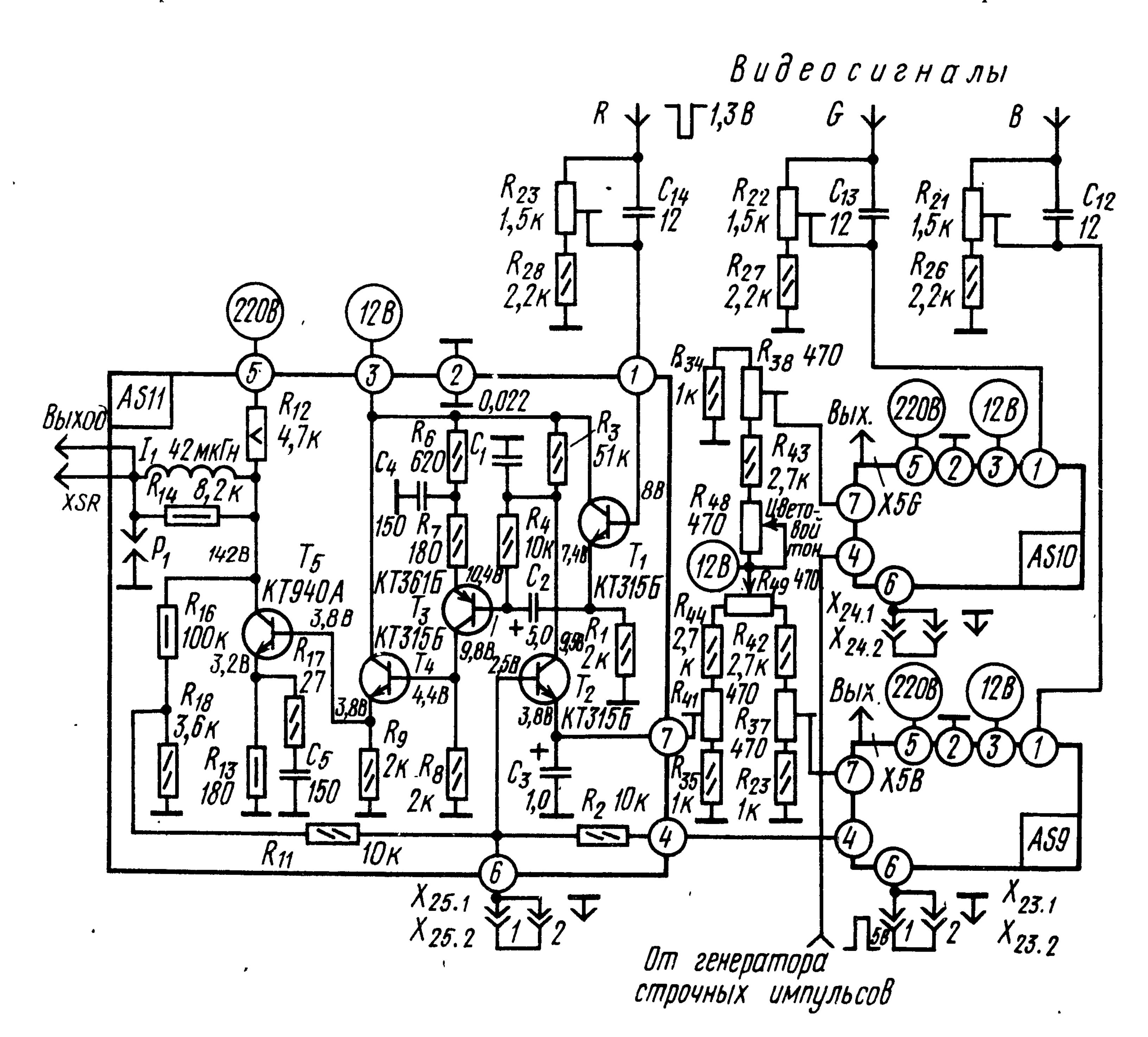


Рис. 3.39

УПЧИ (см. рис. 3.26) кроме трехкаскадного УПЧИ и цепи АРУ содержатся видеодетектор и предварительный видеоусилитель. В качестве видеодетектора используется синхронный детектор с опорным контуром $L_{18}C_{38}C_{39}L_{11}L_{12}$, подключенным к выводам *8* и *9* MC_1. Со вторичной обмотки L_{12} этого контура снимается сигнал ПЧ на схему АПЧГ.

Предварительный видеоусилитель, имеющийся в MC_1, дает возможность на ее выводе *11* получить видеосигнал положительной полярности с размахом 1,5 В, а на выводе *12* — видеосигнал, из которого затем выделяется ЧМ сигнал разностной частоты 6,5 МГц, подаваемый на модуль УПЧЗ.

Видеоусилители цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II. Они выполнены в виде трех одинаковых модулей AS9 — AS11 (рис. 3.39), в которых осуществляется усиление сигналов *R*, *G* и *B*, подаваемых на катоды кинескопа, до требуемого размаха 70 В и привязка этих сигналов к введенному в сигнал E_Y опорному уровню (см. стр. 165). С движка переменного резистора R_{23} видеосигналы поступают на базу транзистора T_1, включенного по схеме эмиттерного повторителя. Большое входное сопротивление этого каскада обеспечивает незначительное изменение АЧХ усилительного тракта при различных положениях движка переменного резистора R_{23}. Дальнейшее усиление видеосигнала изображения осуществляется тремя каскадами на транзисторах T_3 — T_5 без потери постоянной составляющей, восстановленной цепью привязки с транзистором T_2 (см. стр. 165). Разрядник P_1 предотвращает выход из строя транзистора T_5 при пробоях в кинескопе.

3.6. ЯРКОСТНЫЙ КАНАЛ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИЗОРА

Требования к яркостному каналу

Выходное напряжение яркостного канала, необходимое для модуляции лучей цветного кинескопа, должно быть не менее 80 — 110 В, полоса пропускания — не менее 5,8 МГц с неравномерностью, не превышающей ±3 дБ (относительно частоты 1 МГц); степень подавления цветовых поднесущих и составляющей разностной частоты в яркостном канале должна превышать 18 дБ, а коэффициент гармоник должен быть менее 15%. В яркостном канале, видеоусилитель которого обычно состоит из 2—3 каскадов, необходимо обеспечить передачу или восстановление постоянной составляющей, играющей важную роль в получении правильной цветопередачи. Так как непосредственную передачу постоянной составляющей в 2—3-каскадном видеоусилителе осуществить трудно, то чаще применяют цепи восстановления постоянной составляющей или цепи привязки к уровню черного либо к уровню синхронизирующих импульсов (см. рис. 3.89).

Видеоусилитель яркостного канала цветного телевизора на микросхеме К2УБ242

В микросхеме К2УБ242, применяемой в предварительном видеоусилителе, — два каскада (см. § 12.19), один из которых используют в схеме ОК, а другой — в схеме ОЭ. Благодаря такому включению видеоусилитель обладает высоким входным сопротивлением, не являющимся дополнительной нагрузкой для видеодетектора с диодом $Д_4$ (см. рис. 3.23). Оконечный каскад яркостного сигнала подключается к выходу микросхемы через согласующий каскад по схеме ОК на транзисторе T_5.

С микросхемы видеосигнал поступает на блок цветности и АРУ. Нагрузкой микросхемы служит линия задержки $ЛЗ_1$ на 0,7 мкс. До и после линии задержки включены режекторные контуры $C_{35}L_{11}$ и $C_{38}L_{12}$, ослабляющие сигналы цветности поднесущих частот, которые для яркостного канала являются помехами. Такая режекция приводит к потере четкости изображения, особенно при приеме черно-белого изображения, поэтому предусмотрена возможность автоматического выключения режекторных контуров. Это осуществляется при помощи ключевого каскада, собранного на транзисторе T_4. На его базу поступает открывающее или закрывающее напряжение с блока цветности. В результате при открытом транзисторе режекторные контуры оказываются подключенными к линии задержки через малое сопротивление насыщенного транзистора и ослабляют сигналы соответствующих частот. Если же транзистор закрыт, то контуры отключены и ослабления сигналов не происходит.

Задержанный видеосигнал через эмиттерный повторитель на транзисторе T_5 и регулятор контрастности поступает на оконечные каскады видеоусилителя в блок формирования сигналов *RGB*. В цепь базы транзистора включен режекторный контур $L_{10}C_{37}$, настроенный на разностную частоту звука 6,5 МГц. Сквозная АЧХ предварительного видеоусилителя приведена на рис. 3.40,*а*, АЧХ с отключенными режекторными контурами — на рис. 3.40,*б*.

В качестве линии задержки $ЛЗ_1$ можно использовать линию типа ЛЗЦТ-0,7/1500 или самодельную. Если в схеме на рис. 3.23 исполь-

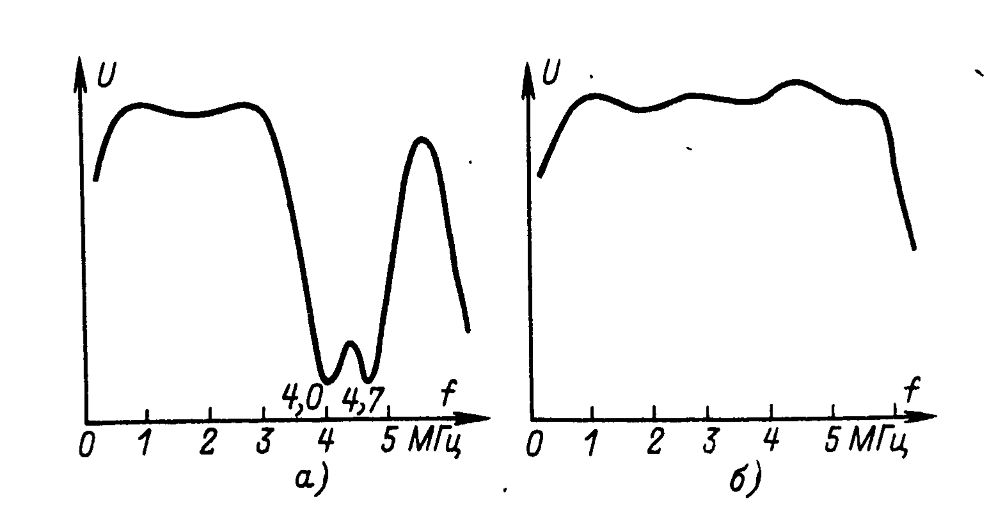


Рис. 3.40

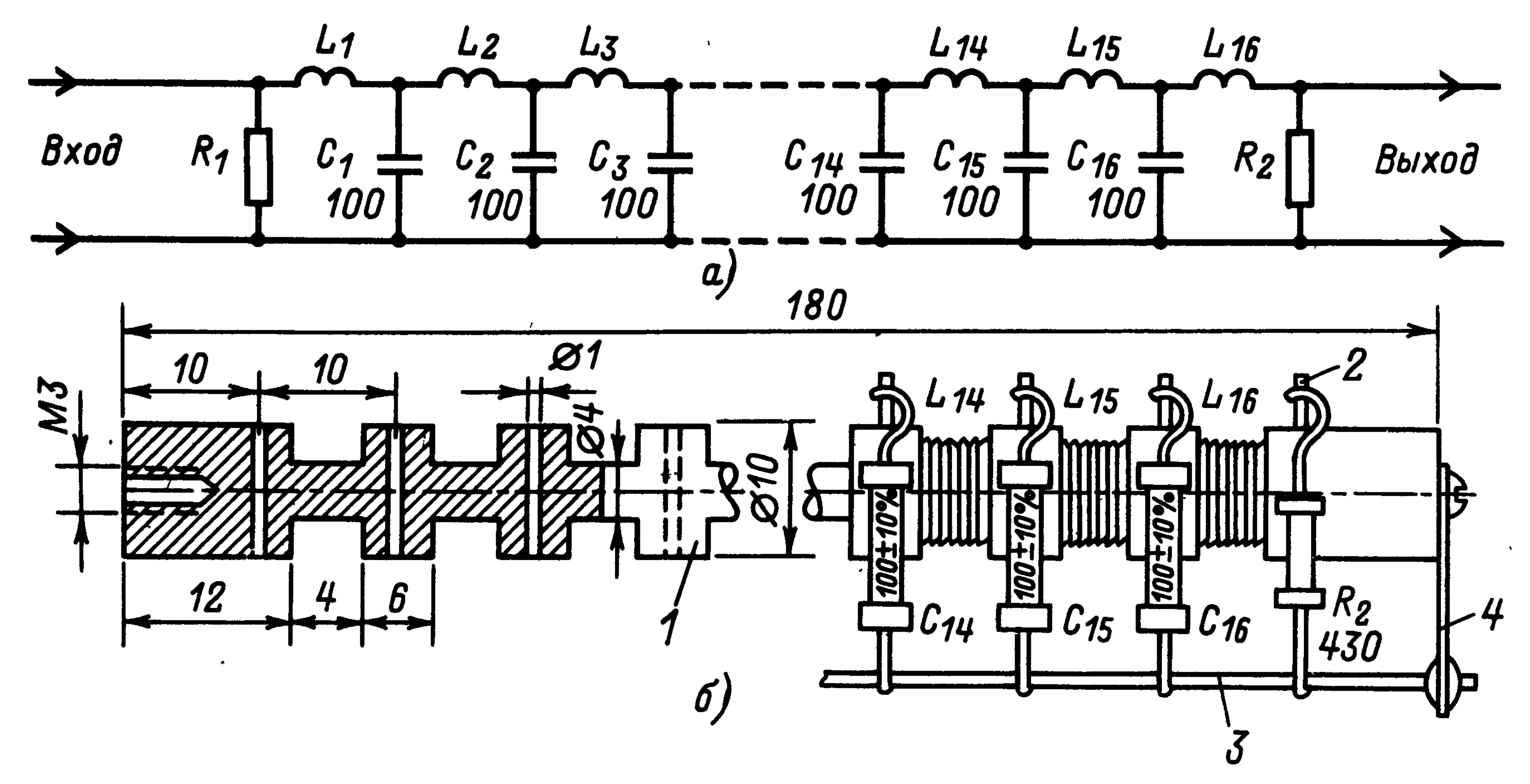


Рис. 3.41

зовать линию задержки ЛЗЦТ-0,7/1500, то сопротивление резистора R_{35} должно быть равно 1,5 кОм. Если в качестве линии применить отрезок кабеля задержки типа РКЗ-1201 длиной 35 см, то сопротивление резистора R_{35} надо уменьшить до 1,2 кОм. Можно использовать кабель задержки РКЗ-401 длиной 110 см ($R_{35}=430$ Ом) и кабель РКЗ-1601 длиной 60 см ($R_{35}=1{,}6$ кОм).

Самодельная линия задержки с сосредоточенными постоянными (рис. 3.41,*а*) содержит 16 катушек и 15 конденсаторов. Катушки наматывают на каркасе *1*, выточенном на токарном станке из эбонита или текстолита. Выводы катушек и конденсаторов припаивают к шпилькам из луженого провода *2*, запрессованным в отверстия на каркасе между катушками. К толстому луженому проводу *3*, расположенному на расстоянии 20 мм, вдоль всего каркаса припаивают заземленные выводы конденсаторов (рис. 3.41,*б*). Сопротивление резистора $R_{35}=390$ — 470 Ом (см. рис. 3.23) подбирают, добиваясь наиболее четкого изображения испытательной таблицы — без окантовок теней и повторных контуров около тонких вертикальных линий. Если задержка велика или мала, то цветные пятна на изображении сдвинуты относительно границ раскрашиваемых деталей вправо или влево. В этом случае резистор R_{35} подключают к концу линии, а контуры $L_{10}C_{37}$, $L_{12}C_{38}$ и базу транзистора T_5 (см. рис. 3.23) подключают к отводам от последних секций линии и добиваются совмещения цветных пятен и деталей изображения.

3.7. ДЕКОДИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИЗОРА

Декодирующее устройство или блок цветности цветного телевизора можно выполнить по структурной схеме, приведенной на рис. 3.4. Такой блок, рассчитанный на получение лишь цветоразностных сигналов E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y}, оказывается проще, чем канал, в котором вырабатываются сигналы цветности E'_R, E'_G и E'_B, не только потому, что отсутствует отдельная матричная цепь для получения этих сигналов, но еще и потому, что для усиления сигналов цветности E'_R, E'_G и E'_B необходимы три видеоусилителя с широкой (до 5,5 МГц) полосой пропускания. Цветоразностные сигналы E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y} можно усиливать в видеоусилителях с полосой до 1,5 МГц при полосе до 5,5 МГц для яркостного сигнала E'_Y, при этом будет необходим лишь один видеоусилитель.

Однако амплитуда цветоразностных сигналов E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y} на выходе блока цветности должна быть больше, чем у сигналов E'_R, E'_G и E'_B. Получить на выходе транзисторного видеоусилителя увеличенный размах усиленных видеосигналов трудно. Поэтому в транзисторных цветных телевизорах в блоке цветности осуществляют формирование и усиление сигналов цветности E'_R, E'_G и E'_B (*RGB*).

Блок цветности на микросхемах серии К224

Блок цветности (рис. 3.42) содержит каналы прямого и задержанного сигналов, электронный коммутатор с симметричным триггером, каналы синего и красного сигналов, селектор сигналов цветовой синхронизации и устройство опознавания.

На блок цветности поступает сигнал от отдельного видеодетектора или отделенный от сигнала E'_Y сигнал из канала яркости. Фильтр L_1C_3 на входе блока с характеристикой вида «клеш» обеспечивает коррекцию ВЧ предыскажений, введенных на телецентре станции. В канале

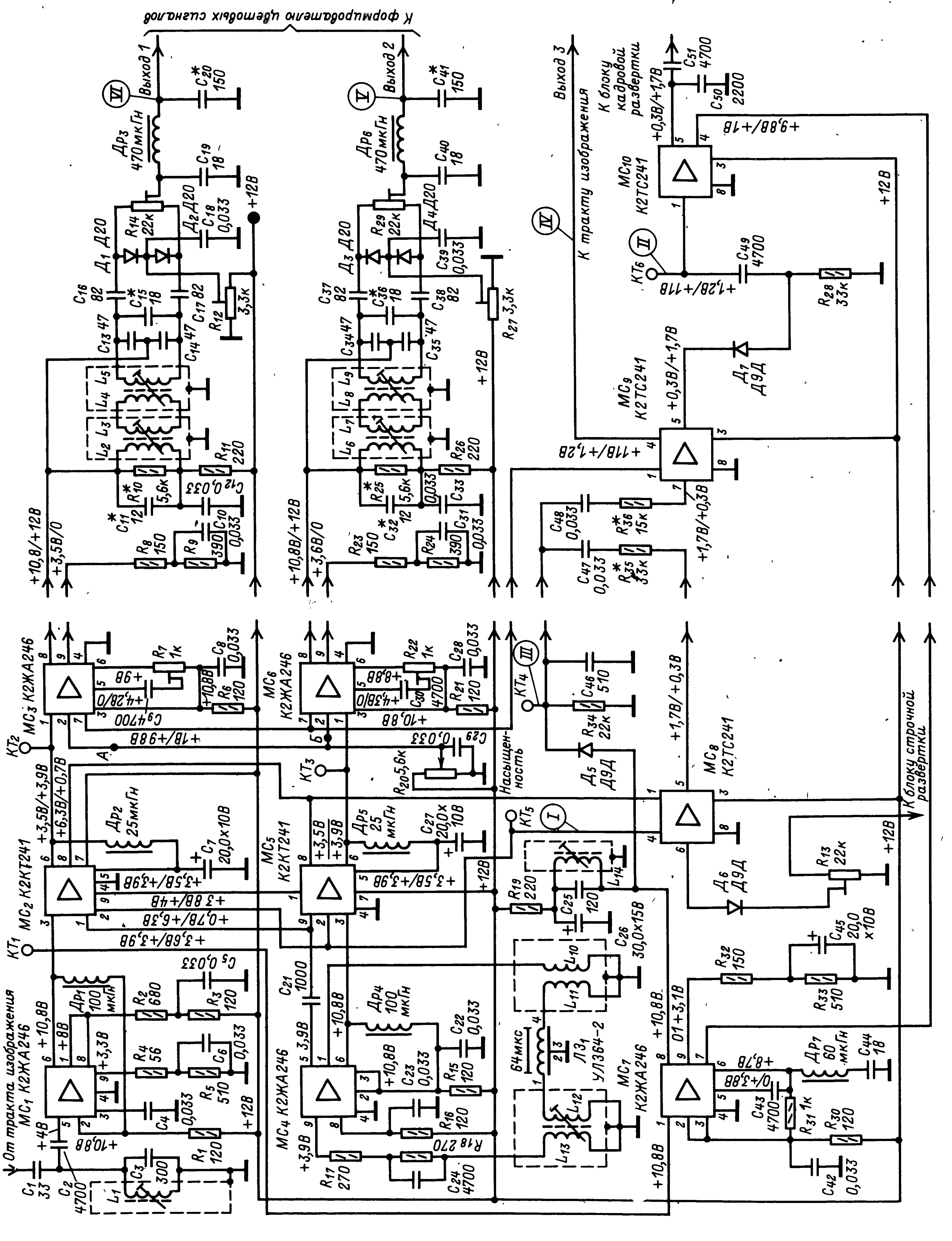

К формирователю цветовых сигналов
Выход 1
Выход 2
Выход 3
К тракту изображения
К блоку кадровой развертки
К блоку строчной развертки
От тракта изображения
Насыщенность
MC1 К2ЖА246
MC2 К2КТ241
MC3 К2ЖА246
MC4 К2ЖА246
MC5 К2КТ241
MC6 К2ЖА246
MC7 К2ЖА246
MC8 К2ТС241
MC9 К2ТС241
MC10 К2ТС241
ЛЗ1 УЛЗ64-2
64 мкс

Рис. 3.42

прямого сигнала происходит усиление сигнала изображения в предварительном усилителе и ограничение в усилителе-ограничителе на микросхеме MC_1.

Далее прямой сигнал подается на электронный коммутатор на микросхемах MC_2 и MC_5 в канал задержанного сигнала MC_4 и на селектор сигналов цветовой синхронизации MC_7. Часть MC_4 используется в согласующем каскаде, обеспечивающем согласование сопротивлений прямого канала и ультразвуковой линии задержки *ЛЗ*, которая задерживает сигнал на время, равное длительности строки (64 мкс). Задержанный сигнал через усилитель на второй части MC_4 подается на электронный коммутатор, работой которого управляет симметричный триггер на микросхеме MC_8, переключаемый импульсами, поступающими из блока строчной развертки.

Электронный коммутатор разделяет синий и красный цветоразностные ЧМ сигналы. Первый из них через усилитель-ограничитель и усилитель на микросхеме MC_3 подается на частотный дискриминатор с диодами $Д_1$ и $Д_2$, а второй — через аналогичные каскады на микросхеме MC_6 на дискриминатор с диодами $Д_3$ и $Д_4$. Оба выделенные на выходе дискриминаторов цветоразностные сигналы поступают в формирователи цветовых сигналов *RGB*.

Предварительный усилитель-ограничитель и селектор на микросхеме MC_7 служат для выделения радиоимпульсов цветовой синхронизации. Так как они передаются во время кадрового гасящего импульса, селектор открывается только на этот промежуток времени импульсами, поступающими с триггера кадровых импульсов на микросхеме MC_{10}.

Радиоимпульсы детектируются в амплитудном детекторе на диоде $Д_5$, и на его выходе появляются импульсы цветовой синхронизации. Эти импульсы подаются на симметричный триггер коммутатора и корректируют его работу так, чтобы синий и красный цветоразностные сигналы поступали в свои каналы, а не наоборот. Кроме того, импульсы цветовой синхронизации поступают на каскад опознавания сигналов цветности на микросхеме MC_9, изменяя его состояние. При этом на усилители цветоразностных сигналов в микросхемах MC_3 и MC_6 подается открывающее их напряжение. Оно также подается на ключевой каскад в предварительном видеоусилителе, который подключает режекторные контуры, ослабляющие сигналы цветности в яркостном канале (см. рис. 3.23). Это улучшает качество цветного изображения.

Контур $L_{14}C_{25}$ настроен на частоту 3,9 МГц, лежащую в области девиации синей поднесущей сигнала опознавания. Детектор на диоде $Д_5$ выделяет пять видеоимпульсов, которые и используются для коррекции фазы переключения электронного коммутатора. Для повышения надежности коррекции фазы на выходе усилителя-ограничителя селектора включен режекторный фильтр $Др_7C_{44}$, настроенный на частоту, лежащую в области девиации красной поднесущей сигнала опознавания — 4,75 МГц.

Блок цветности открывается автоматически устройством опознавания цветовых сигналов, собранным на микросхеме MC_9 и представляющим собой триггер, аналогичный триггеру кадровых импульсов (MC_{10}). Импульсами кадровой частоты через дифференцирующую цепь $C_{49}R_{28}$ и диод $Д_7$ устройство опознавания устанавливается в такое устойчивое состояние, при котором напряжение 9,8 В с вывода *1* MC_9 подается на базы ключевых транзисторов MC_3 и MC_6. Эти транзисторы, открываясь, замыкают накоротко базы транзисторов, нагруженных контурами L_2C_{11} и L_6C_{32} на общий провод, тем самым закрывая каналы цветности.

Сигналы цветовой синхронизации после амплитудного детектора поступают также на выход *7* микросхемы MC_9 устройства опознавания. Они устанавливают устройство во второе устойчивое состояние, в результате чего на базе транзисторов T_3 микросхем MC_3 и MC_6 оказывается напряжение, при котором блок цветности открыт. При приеме черно-белого изображения сигналы цветовой синхронизации отсутствуют, поэтому блок цветности оказывается закрытым.

Блок можно смонтировать на плате размерами 150×115 мм из фольгированного стеклотекстолита. Все катушки блока надо намотать на каркасах, чертеж которых приведен на рис. 3.24. Намотка рядовая, виток к витку (катушки L_2, L_5, L_6, L_9 — в два слоя). Катушки L_3, L_4, L_7, L_8, L_{11}, L_{12} наматывают соответственно поверх катушек L_2, L_5, L_6, L_9, L_{10}, L_{13} на их середине. Подстроечные сердечники — из карбонильного железа ⌀4 мм, экраны катушек имеют размеры 11×11×19 мм. Катушка L_1 содержит 40, а катушки L_{10} и L_{13} по 80 витков провода ПЭВ-2 0,23. Катушки L_2, L_5, L_6 и L_9 содержат по 100, а L_3, L_4, L_7, L_8, L_{11} и L_{12} — по 10 витков провода ПЭВ-2 0,19. Катушка L_{14} имеет 50 витков провода ПЭВ-2 0,14. При монтаже резистор R_{20} устанавливают на передней панели телевизора. Конденсатор C_{29} монтируют на выходах этого резистора.

Декодирующее устройство на микросхемах серии К155 и К174 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II

Особенностью декодирующего устройства телевизора УПИМЦТ-61-II (рис. 3.43) является применение в нем специально разработанных интегральных микросхем К174ХА1, включающих в себя элементы электронного коммутатора и частотные детекторы произведения, а также микросхем К155ТМ2 и КТ155ЛА3 логической серии. Это дало возможность значительно уменьшить в декодирующем устройстве число дискретных элементов и особенно катушек, которые не поддаются интеграции.

На вход *1* модуля УМ2-1 (AS5) устройства поступает полный цветовой телевизионный сигнал размахом 1,5 В. Конденсатор C_{14} отфильтровывает НЧ составляющие. Контур $L_2C_9R_{17}$ осуществляет коррекцию ВЧ предыскажений отделенного сигнала цветности. Нагрузкой эмиттер-

ного повторителя на транзисторе T_9 является фильтр-пробка L_3C_{13}, настроенный на вторую ПЧ звука (6,5 МГц) и необходимый потому, что у имеющихся в устройстве детекторов произведения характеристики со стороны верхних частот не имеют падающего участка. После усиления каскадом на транзисторе T_8 через эмиттерный повторитель на транзисторе T_9 прямой сигнал поступает на вход *1* модуля М2-5 (AS7) задержанного сигнала и на входы *6* и *10* коммутаторов в микросхемах MC_2 и MC_1 соответственно модуля детекторов сигналов цветности УМ2-2 (AS6).

В модуле задержанного сигнала сигналы цветности задерживаются на время одной строки ультразвуковой линией задержки $ЛЗ_1$ типа УЛЗ 64-4. Усилитель на транзисторах T_1 и T_2 компенсирует затухание сигналов в этой линии. С выхода *4* модуля М2-5 (AS7) задержанные сигналы поступают на входы *6* и *10* коммутаторов MC_1 и MC_2 модуля детекторов сигналов цветности.

Основное требование, предъявляемое к электронному коммутатору, — отсутствие паразитной связи между его входами и выходами через закрытые ветви, поскольку такая связь является причиной перекрестных искажений, которые ухудшают качество цветного изображения. Наиболее заметны эти искажения на красном, синем и пурпурном цветах. Качество изображения оценивается как удовлетворительное, если коэффициент паразитной связи по цветовым поднесущим не превышает — 35 дБ. В электронном коммутаторе на микросхемах MC_1 и MC_2 модуля детекторов сигналов цветности коэффициент перекрестных искажений не превышает — 36 дБ.

С выходов коммутатора (выводы *4* MC_1 и MC_2) цветовые поднесущие, модулированные цветоразностными сигналами, через конденсаторы C_{17} и C_{18} поступают на входы *12* усилителей-ограничителей, имеющихся в MC_1 и MC_2. При правильной фазе коммутирующих импульсов на вход усилителя-ограничителя в микросхеме MC_1 поступает поднесущая красного цветоразностного сигнала, а на вход усилителя-ограничителя в MC_2 — синего цветоразностного сигнала. Элементы R_6, C_1 и R_7, C_7, R_8, а также R_{12}, C_{14} и R_9, C_8, R_{11} входят в цепи обратных связей, стабилизирующих режим усилителей-ограничителей по постоянному току. Амплитуда сигналов на выходах усилителей-ограничителей не изменяется более чем на $\pm 10\%$ при измерении входного сигнала в пределах от $+6$ до -10 дБ номинального значения.

Канал цветности можно принудительно закрывать, замыкая на корпус тумблером BK_1 выводы *13* MC_1 и MC_2. Такое же замыкание в модуле УМ-2 (AS6) осуществляется через насыщенный транзистор T_2 во время поступления на его базу через резистор R_{23} положительных импульсов от генератора строчной развертки. При этом на выходы декодирующего устройства шумы не проходят и в сигналах во время обратного хода лучей по строкам создаются площадки, по которым осуществляется привязка к уровню черного.

Частотные детекторы произведения в микросхемах MC_1 и MC_2 содержат по два ключа, один из которых управляется ЧМ сигналом с усилителей-ограничителей, а другой — через фазовращатели $C_9C_{13}L_2C_{11}C_{12}R_3R_4$ и $C_2C_6L_1C_3R_1R_2$. Амплитуда токов в нагрузках детекторов изменяется в зависимости от разности фаз сигналов, управляющих указанными ключами. На резонансных частотах напряжение $U_{вх}$ на контурах L_1C_3 и $L_2C_{11}C_{12}$ сдвинуто на 90° (рис. 3.44,*б*) относительно напряжения $U_{вх}$ входного сигнала. При увеличении частоты сигнала сдвиг фаз уменьшается и стремится к нулю (рис. 3.44,*а*), а при уменьшении — возрастает и стремится к 180° (рис. 3.44,*в*). Таким образом, в зависимости от частоты входного сигнала изменяется ток $J_н$, а следовательно, и напряжение на выходе цепей с управляемыми ключами, т. е. обеспечивается детектирование ЧМ сигнала.

Демодуляционная характеристика детекторов (рис. 3.44, *г*) не пересекает ось частот и имеет загиб в области нижних частот из-за увеличения сопротивления конденсаторов фазовращателей C_2C_6 на этих частотах. Переменными резисторами R_1 и R_3 регулируется выходное напряжение детекторов.

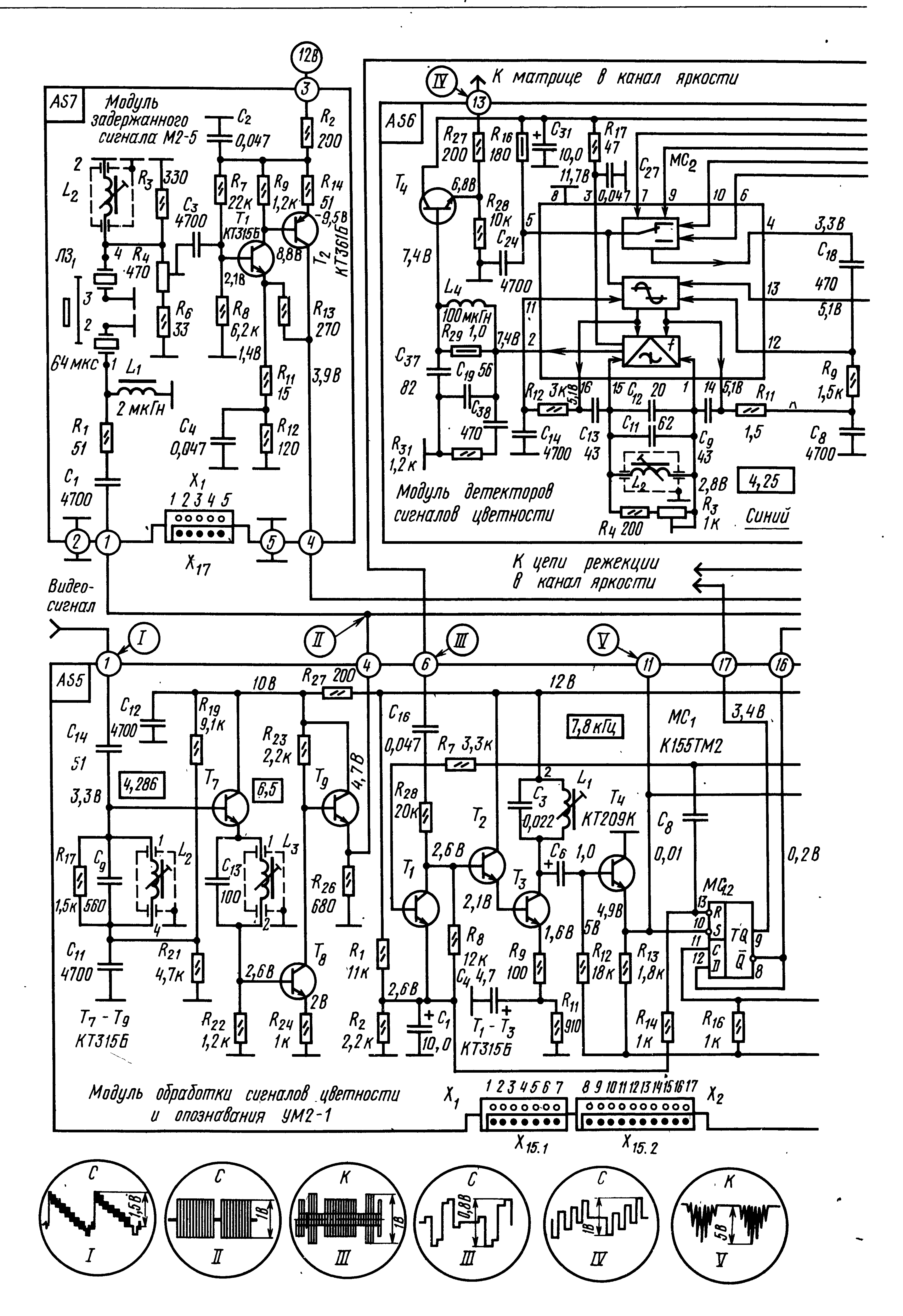
Для того чтобы характеристика детектора синего цветоразностного сигнала имела положительный наклон, конденсаторы C_9 и C_{13} включены между выводами *1—12* и *16—15* MC_1, а не между *1—16* и *14—15*, как в MC_2.

Нелинейность демодуляционных характеристик при девиации частоты ± 280 кГц для сигнала E'_{R-Y} и ± 230 кГц для сигнала E'_{B-Y} не превышает $\pm 5\%$. Большая нелинейность привела бы к искажению формы демодулированного сигнала, т. е. к неправильной цветопередаче. При девиации ± 460 кГц нелинейность демодуляционных характеристик не превышает $\pm 25\%$, что оказывает влияние лишь на воспроизведение цветовых переходов.

На выходе частотных детекторов цепи $C_{33}R_{18}$ и $C_{38}R_{31}$ осуществляют коррекцию НЧ предыскажений, а фильтры $C_{16}L_3C_{34}$ и $C_{19}L_4C_{37}$ подавляют остатки поднесущих в демодулированном сигнале. Эмиттерные повторители на транзисторах T_1 и T_4 согласуют выходное сопротивление детекторов с входным сопротивлением матрицы сигналов E'_R, E'_G и E'_B в канале яркости.

Система цветовой синхронизации СЦС в декодирующем устройстве телевизора УПИМЦТ-61-II основана на остановке электронного коммутатора на время обратного хода кадровой развертки. Импульсы для управления электронным коммутатором вырабатываются в формирователе коммутирующих импульсов ФКИ, на который поступают сигналы от генераторов строчных и кадровых импульсов. В качестве генераторов кадровых и строчных импульсов используют мультивибраторы, расположенные в модуле УМ2-1 (AS5) и управляемые импульсами кадровой и строчной развертки.

Кадровый мультивибратор собран на транзисторе T_{11} и логической ячейке 2И-НЕ микросхемы MC_{24}. Импульсы обратного хода кадровой развертки, используемые для синхронизации этого мультивибратора, имеют пило-


Модуль задержанного сигнала М2-5
Модуль детекторов сигналов цветности
К матрице в канал яркости
К цепи режекции в канал яркости
Видеосигнал
Модуль обработки сигналов цветности и опознавания УМ2-1
Синий
К155ТМ2
КТ315Б
КТ361Б
КТ209К

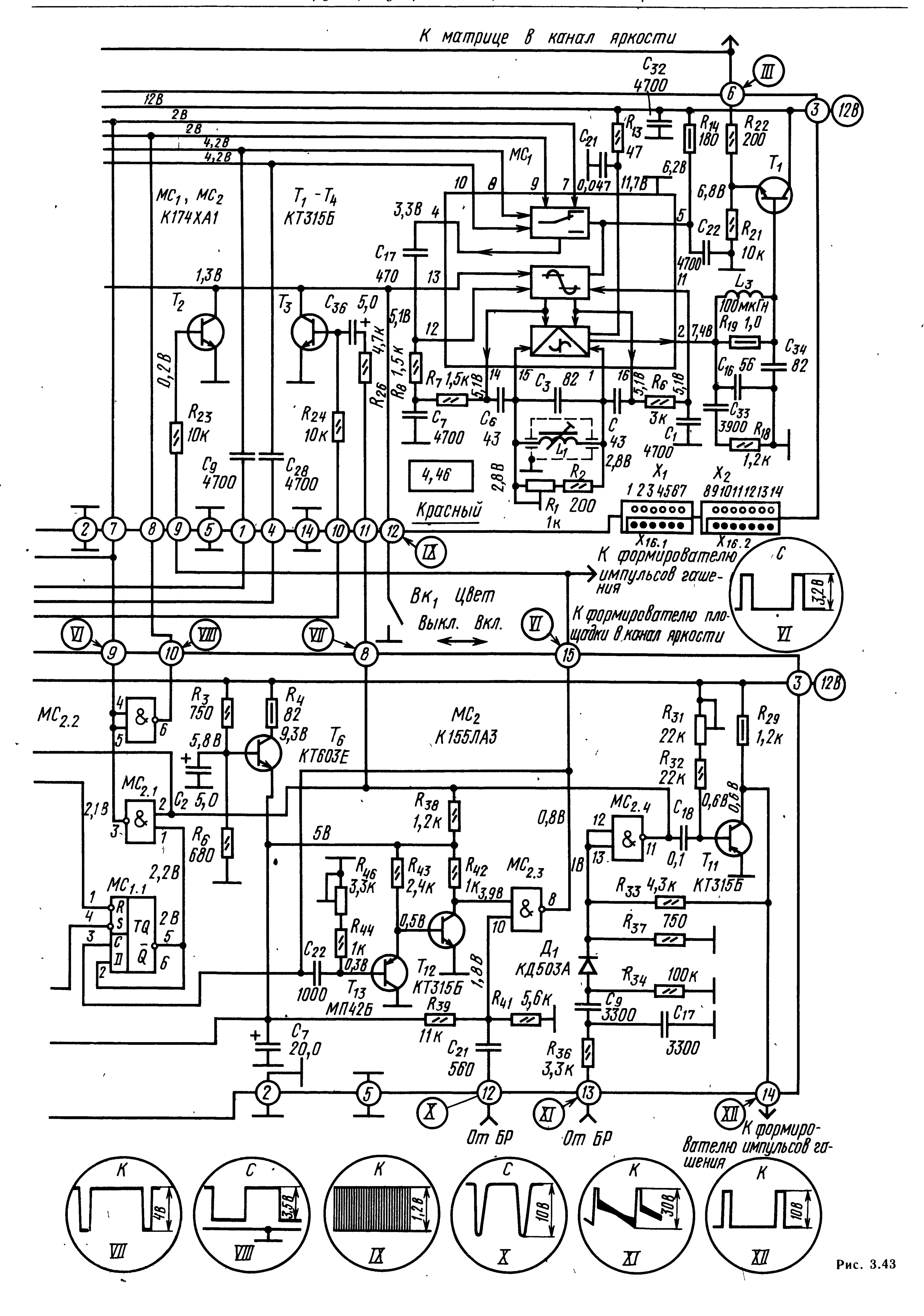

К матрице в канал яркости
MC1, MC2
К174ХА1
T1 - T4
КТ315Б
Красный
К формирователю импульсов гашения
Вк1 Цвет
Выкл. Вкл.
К формирователю площадки в канал яркости
MC2
К155ЛА3
Д1
КД503А
От БР
От БР
К формирователю импульсов гашения

Рис. 3.43

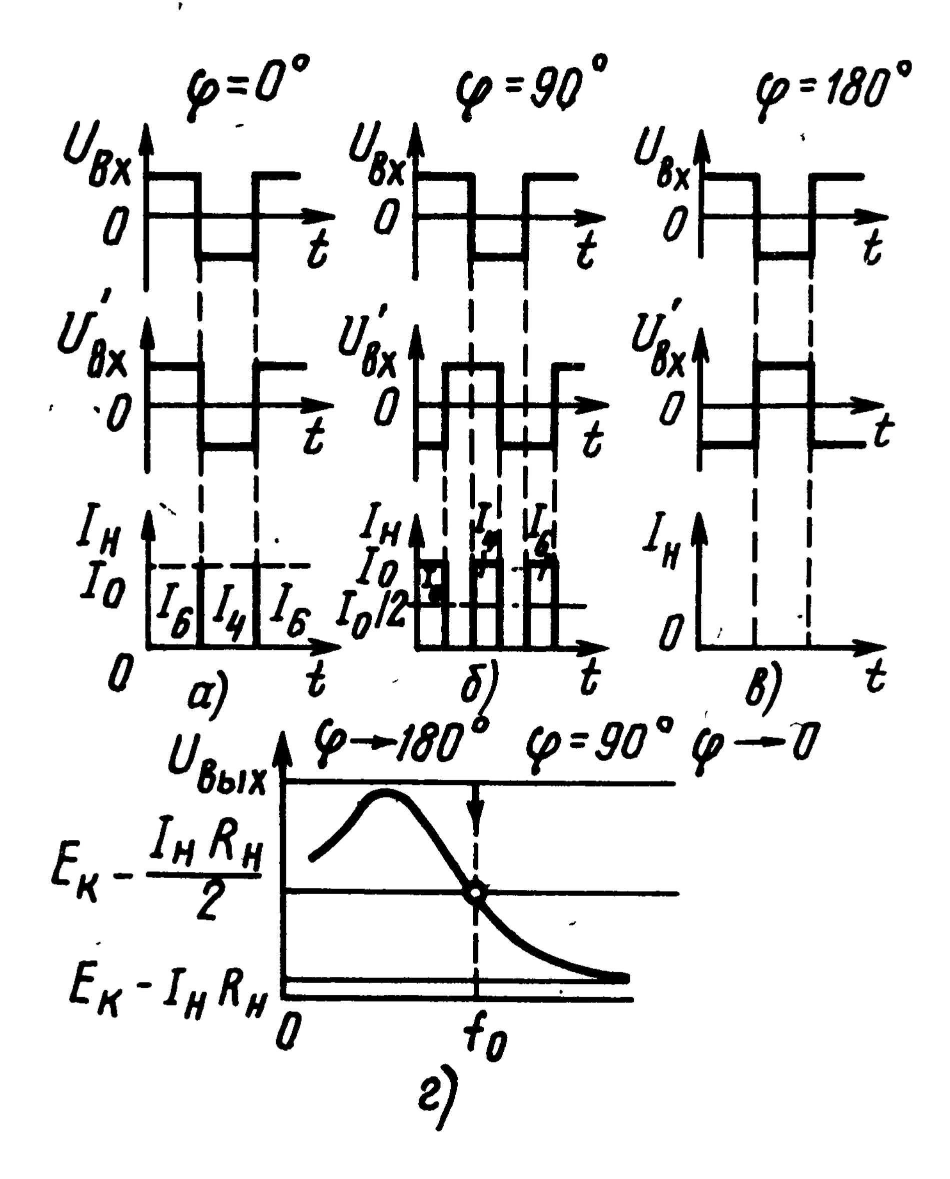


Рис. 3.44

образную составляющую и насадку строчных импульсов, образовавшуюся в результате работы цепи коррекции геометрических искажений растра. Цепь $R_{36}C_{17}$ отфильтровывает насадку и пилообразную составляющую. Для синхронизации используется положительный всплеск импульса, продифференцированного цепью C_9R_{34} и пропущенного диодом $Д_1$. Длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором, регулируется подстроечным резистором R_{31}.

Строчный мультивибратор собран на транзисторах $T_{12}T_{13}$ и логической ячейке 2И-НЕ микросхемы $MC_{2.3}$. Для синхронизации мультивибратора используется отрицательный импульс обратного хода строчной развертки, поделенный в цепи $R_{17}R_{18}Д_4$ и продифференцированный цепью $C_{21}R_{41}$. Длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором, регулируется подстроечным резистором R_{46}.

Формирователь коммутирующих импульсов (ФКИ) расположен в модуле УМ2-1 (AS5) и представляет собой *Д*-триггер ($MC_{1.1}$), выход которого подключен к двум последовательно соединенным ячейкам 2И-НЕ ($MC_{2 1}$ и $MC_{2 2}$). Управляемый импульсами строчного и кадрового мультивибраторов ФКИ формирует импульсы VIII (см. рис. 3.43), подаваемые на коммутатор. Во время обратного хода по кадрам эти импульсы не вырабатываются, и коммутатор останавливается. При этом на выходах коммутатора появляются чередующиеся сигналы цветовой синхронизации строк D'_R и D'_B (рис. 3.45,*а*, *б*), фаза которых определяется только фазой коммутации на телецентре. В результате на выходе дискриминатора сигнала E'_{R-Y} выделяются видеосигналы цветовой синхронизации, имеющие вид биполярной волны (рис. 3.45,*б*). Эти сигналы подаются на вход ключевой цепи

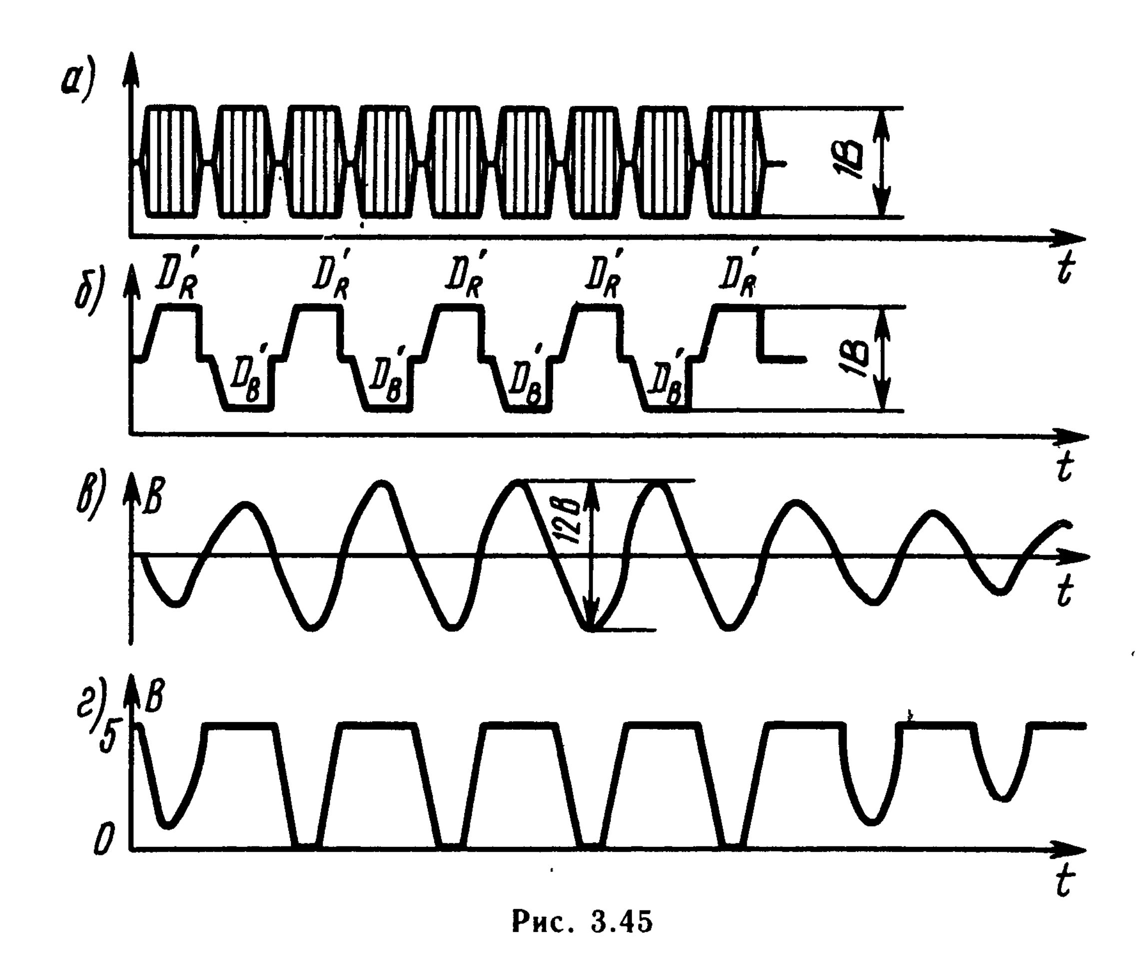


Рис. 3.45

T_1 — T_3 (см. рис. 3.43), управляемой сигналами генератора кадровых импульсов, поступающими на базу транзистора T_1 через резистор R_7. При этом на фильтр L_1C_3, настроенный на полустрочную частоту, пропускаются лишь видеосигналы цветовой синхронизации (см. рис. 3.45,*б*).

Из сигнала, выделенного фильтром (рис. 3.45,*в*), транзистором T_4 формируются импульсы V (см. рис. 3.43 и рис. 3.45,*г*), поступающие для коррекции фазы на вход *1* триггера $MC_{1.1}$ и на автоматический выключатель цветности с триггером $MC_{1 2}$. Триггер на $MC_{1 2}$ управляется также сигналами генератора кадровых импульсов через конденсатор C_8. Это обусловливает появление на выходе *8* триггера $MC_{1 2}$ управляющего напряжения, которое через резистор R_{24} поступает на базу транзистора T_3 в модуле УМ2-2 (AS6) и закрывает канал цветности. На базу этого транзистора через цепь $R_{26}C_{36}$ поступают также и сигналы от генератора кадровых импульсов, что приводит к открыванию канала цветности на время передачи сигналов цветовой синхронизации. Использование фильтра L_1C_3 (см. рис. 3.43) для выделения сигналов цветовой синхронизации повышает помехоустойчивость системы.

Блок формирования и усиления видеосигналов на микросхемах серии К224 для цветного телевизора

В блоках цветных телевизоров на электронных лампах получение сигналов трех основных цветов *RGB* осуществлялось в самом кинескопе, для чего на модуляторы из блока цветности подавались синий, зеленый и красный цветоразностные сигналы, а на катоды — яркостный сигнал. Правильность матрицирования проверялась визуально по изображению, получаемому на экране телевизора.

За счет некоторого усложнения схемы телевизора три основных цветовых сигнала E'_R, E'_G и E'_B можно получить до их подачи на кинескоп.

Величина сигналов, подаваемых в этом случае на кинескоп, получается на 20% меньше, чем при получении их в кинескопе. Кроме того, регулировку яркости можно отделить от регулировки контрастности, изменяя потенциалы на модуляторах кинескопа.

Принципиальная схема блока формирования, собранного на четырех одинаковых матрицах-микросхемах MC_1 — MC_4, изображена на рис. 3.46. В формирователь из блока цветности поступают цветоразностные синий и красный сигналы (вход *1* и *2* соответственно) и яркостный сигнал (вход *3*). Матрица MC_1 служит для получения третьего цветоразностного зеленого сигнала, а матрицы MC_2 — MC_4 — для формирования основных цветовых сигналов, для чего кроме цветоразностных сигналов на них через эмиттерный повторитель на транзисторе T_1 подается яркостный сигнал.

Полученные в матрицах цветовые сигналы усиливаются широкополосными выходными видеоусилителями на транзисторах T_2 — T_7 и поступают на катоды кинескопа.

Выходные видеоусилители цветовых сигналов построены по одинаковой схеме, поэтому рассмотрим, например, канал синего сигнала, собранного на транзисторе T_2. Для формирования необходимой АЧХ в нагрузку оконечных усилителей включены дроссели $Др_1$ — $Др_6$, а для получения равномерного усиления на нижних и верхних частотах спектра видеосигнала в эмиттерную цепь транзисторов T_2, T_4 и T_6 введены транзисторы T_3, T_5 и T_7. Подбирая сопротивления резисторов R_4, R_{14} и R_{27}, можно установить наиболее благоприятный режим работы оконечных усилителей.

На выходе усилителей включены защитные цепи, состоящие из диодов $Д_1$ — $Д_6$, которые служат для защиты транзисторов и микросхем от высоковольтных разрядов в цепи модуляторов кинескопа, подключаемых к выходам *1*—*3*.

Блок можно смонтировать на печатной плате размерами 105×115 мм. В блоке следует применить резисторы МЛТ-2 (R_9, R_{19}, R_{32}) и МЛТ-0,25, подстроечные резисторы СП3-1Б, электролитические конденсаторы К50-6 и конденсаторы КМ или КЛГ. Транзисторы выходных каскадов крепят на дополнительной плате, выполненной также из фольгированного гетинакса, которая служит для экранирования выходов блока от его входов; в противном случае выходные сигналы большой мощности могут создать помехи на входе блока, что приведет к значительным искажениям цветов на экране телевизора. Транзисторы КТ604А нужно снабдить радиаторами, которые должны быть изолированы от фольги платы. Дополнительную плату с транзисторами укрепляют на основной плате.

Канал формирования и усиления видеосигналов на микросхемах серии К174 цветного телевизора УПИМЦТ-61-II

В канале осуществляются: выделение, усиление и задержка сигнала яркости E'_Y; оперативная

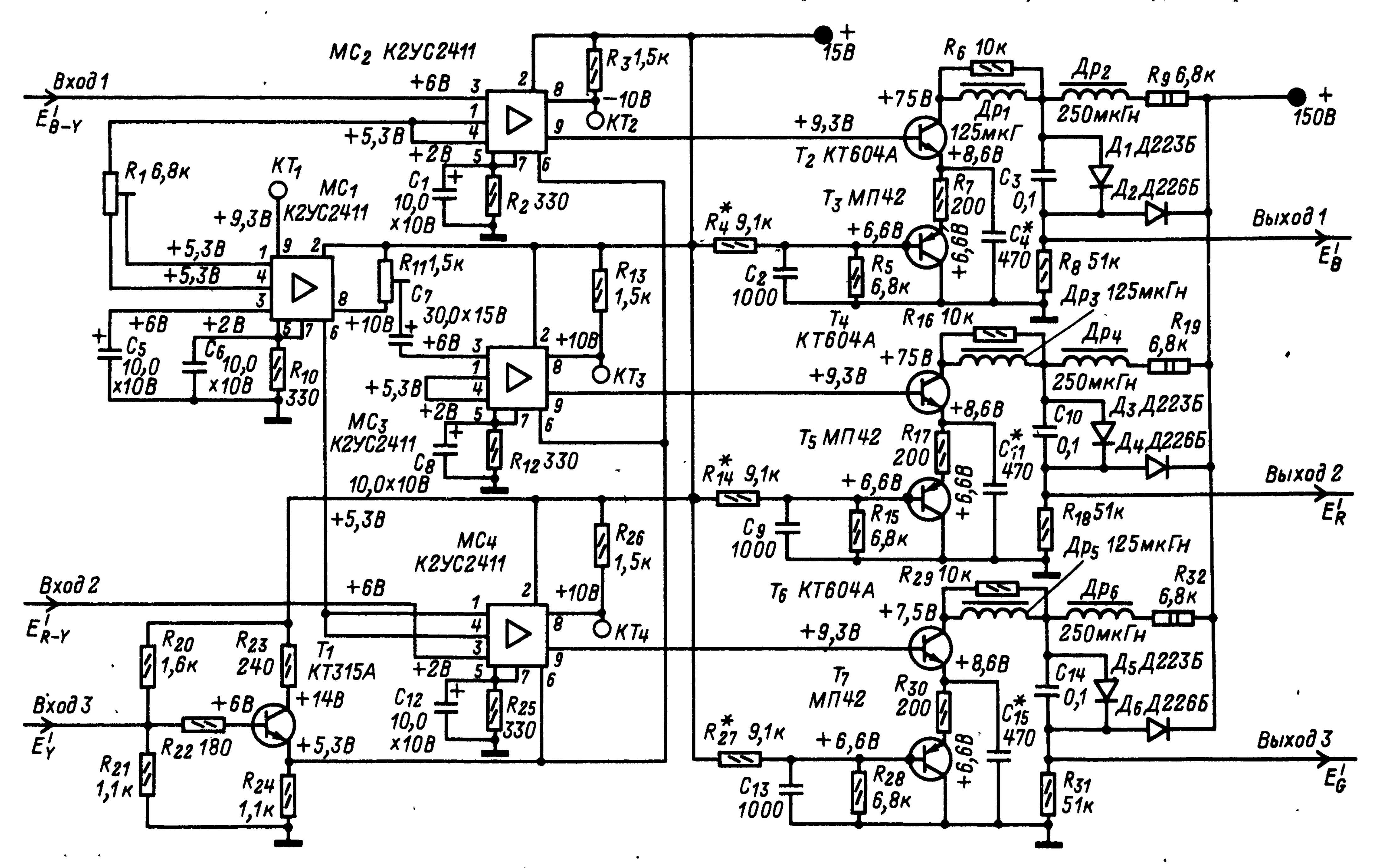


Рис. 3.46

регулировка размаха этого сигнала для изменения контрастности изображения и автоматическая для ограничения максимального тока лучей кинескопа; фиксация уровня черного и добавление регулируемой постоянной составляющей в сигнал E_Y' для регулировки яркости изображения; введение опорного уровня для фиксации его в сигналах E_R', E_G' и E_B' и дифференцированной установки уровня черного в этих сигналах, получение сигнала E_{G-Y}' и регулировка размаха сигналов E_{R-Y}' и E_{B-Y}' для изменения цветовой насыщенности изображения; получение, усиление и регулировка размаха сигналов E_R', E_G' и E_B'. Канал состоит из модуля AS8 яркостного сигнала E_Y', матрицы сигналов E_R', E_G', E_B' и из трех модулей AS9—AS11 усилителей этих сигналов (рис. 3.39).

На входе канала имеется электронно-перестраиваемый фильтр $C_2L_1L_3$ для поочередного подавления сигналов D_R' — 4,406 и D_R' — 4,25 МГц, автоматически отключаемый при приеме черно-белого изображения. Электронная перестройка фильтра осуществляется при помощи ключа с диодом $Д_1$, на который подаются прямоугольные импульсы, используемые также для построчной коммутации сигналов в канале цветности. Транзистор T_1 служит для отключения фильтра, что достигается при изменении напряжения, подаваемого на его базу через резистор R_6 с 3,5 до 0,4В. Это управляющее напряжение вырабатывается в модуле обработки и опознавания сигналов цветности.

В микросхеме MC_1 осуществляются усиление, регулировка размаха сигнала E_Y', а также первая привязка уровня черного и добавление к нему варьируемого постоянного напряжения для регулирования яркости. Коэффициент усиления регулируется изменением постоянного напряжения на выводе *7* MC_1, и его максимальное значение устанавливается подстроечным резистором R_{18}. Для привязки уровня черного на ключевую цепь, имеющуюся в MC_1, подаются отрицательные импульсы обратного хода строчной развертки на вывод *11* непосредственно и после дифференцирования — на вывод *10*.

Регулировка яркости изображения осуществляется изменением положения уровня черного на выходах *1* и *15* MC_1 от 3,2 до 2,4 В при помощи переменного резистора R_{25}.

Для ограничения тока лучей кинескопа на вывод *8* MC_1 из блока разверток подается положительное напряжение, пропорциональное суммарному току лучей. Это напряжение сравнивается с постоянным напряжением, подаваемым на вывод *9* MC_1. Если напряжение на выводе *8* MC_1 превысит напряжение, установленное на выводе *9*, то цепь ограничения тока лучей уменьшает напряжение на выводе *7* MC_1 и тем самым уменьшает усиление сигнала E_Y'. Для задержки этого сигнала используется малогабаритная линия задержки $ЛЗ_1$ типа ЛЗЯ-0,33/1000. Режекторный контур L_2C_{17}, включенный после линии задержки, служит для подавления сигналов второй промежуточной частоты звука (6,5 МГц).

Для обеспечения регулировки яркости изображения необходимо передать сигнал E_Y' с выхода MC_1 до катодов кинескопа без потери добавленной для этой цели варьируемой постоянной составляющей. Осуществить такую передачу невозможно из-за недостаточной стабильности режима по постоянному току микросхемы MC_2 типа К174АФ4, в которой осуществляется матрицирование сигналов E_R', E_G' и E_B', а также из-за трудностей сопряжения по постоянному току выхода микросхемы MC_2 с последующими усилителями сигналов E_R', E_G' и E_B'. Для преодоления этих трудностей к сигналу E_Y' на выходе MC_1 добавляется стабильный опорный уровень (см. рис. 3.91), который используется затем для привязки сформированных в MC_2 сигналов E_R', E_G' и E_B'. При этом информация о яркости изображения будет содержаться в разнице уровней черного в сигнале E_Y' и добавленным опорным уровнем. Причем эта информация не будет утрачена в случае потери постоянной составляющей в сигнале E_Y' при его дальнейшем прохождении до катодов кинескопа.

Для регулировки усиления сигналов E_{R-Y}', E_{G-Y}' и E_{B-Y}', поступающих на входы MC_2, на ее выводы *3* и *13* подается регулируемое напряжение 3,8—1,9 В с делителя R_{22} — R_{24}. Вторая привязка видеосигналов к введенному опорному уровню осуществляется в видеоусилителях сигналов E_R', E_G' и E_B' (см. рис. 3.39) цепью на транзисторе T_2. Транзистор T_2 закрыт на время прямого хода строчной развертки и открывается положительными импульсами обратного хода этой развертки. Ток через транзистор T_2 определяет напряжение на конденсаторе C_1. Это напряжение через резистор R_4, приложенное к базе транзистора T_3, и определяет значение опорного уровня в видеосигнале на выходе всего видеоусилителя.

3.8. УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ И РАЗВЕРТКИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Селекторы импульсов синхронизации

В телевизионном сигнале амплитуда синхронизирующих импульсов составляет 0,25 от его полного размаха. Отделение (селекция) синхронизирующих импульсов от остальной части телевизионного сигнала осуществляется в устройствах амплитудной селекции. В качестве амплитудных селекторов в современных телевизорах применяют цепи с полупроводниковыми диодами, биполярными или полевыми транзисторами.

Диодный селектор импульсов синхронизации. Максимальное допустимое обратное напряжение полупроводниковых диодов во много раз превышает максимальное допустимое напряжение, которое может быть приложено к цепи базы или затвора транзисторов. Это дает возможность подать на диодный селектор сигнал большой

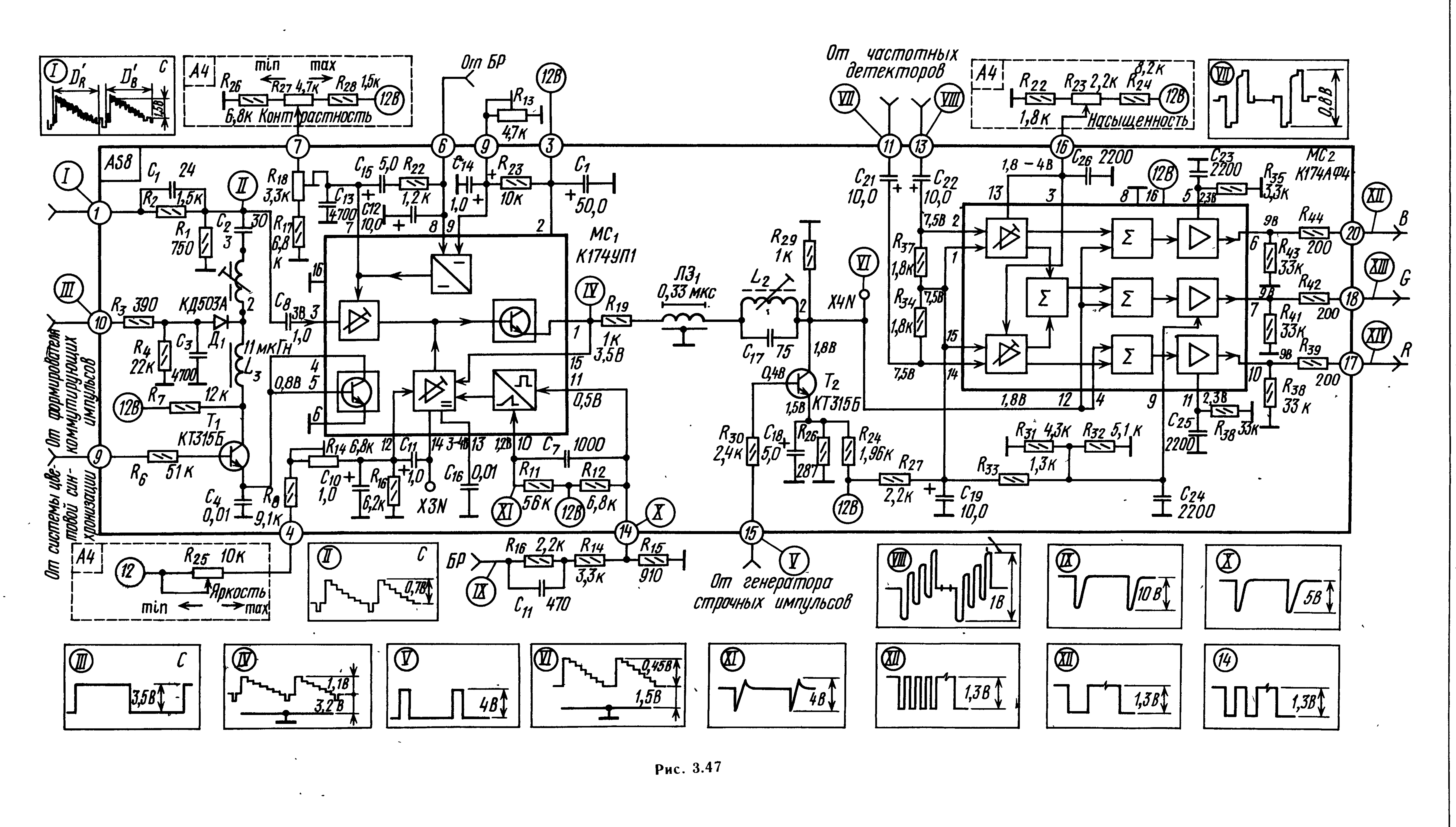

От частотных детекторов
Насыщенность
Контрастность
Яркость
От БР
От генератора строчных импульсов
От системы цветовой синхронизации
От формирователя коммутирующих импульсов
MC1 K174УП1
MC2 K174АФ4
T1 KT315Б
T2 KT315Б
AS8
A4

Рис. 3.47

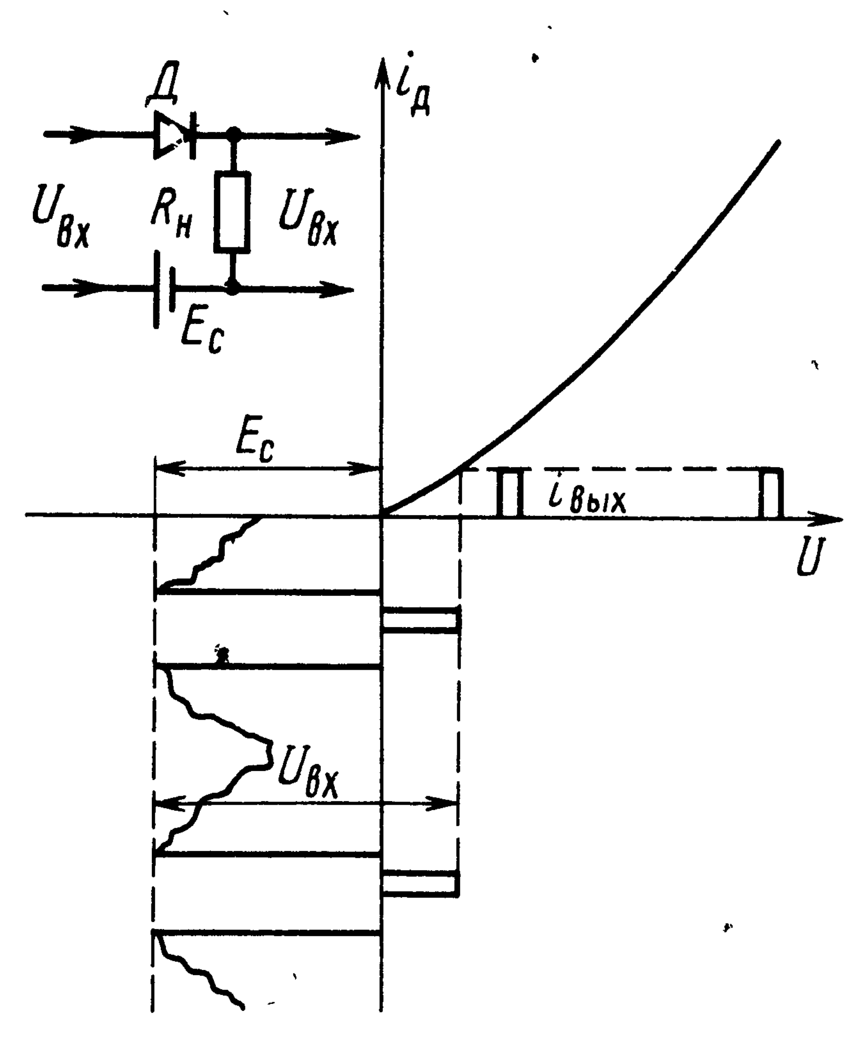


Рис. 3.48

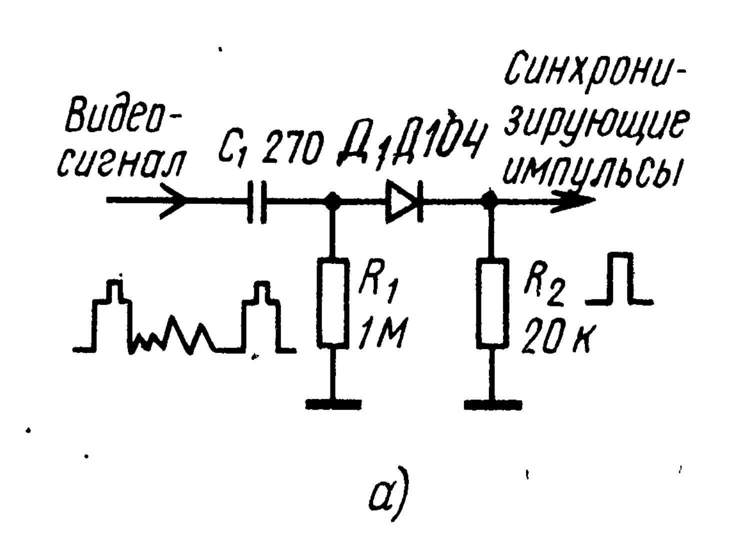
амплитуды с выхода последнего каскада видеоусилителя. При этом сигнал на выходе диодного селектора будет большим, что даст возможность сократить число усилительных каскадов перед подачей отделенных синхронизирующих импульсов на генераторы разверток. Благодаря этому в малогабаритных телевизорах удается уменьшить число транзисторов или микросхем.

Принцип работы диодного селектора поясняет рис. 3.48. Если диод закрыт постоянным напряжением смещения E_c, равным амплитуде бланкирующих импульсов, то на нагрузке диода будут выделяться только синхронизирующие импульсы. В реальных условиях амплитуда телевизионного сигнала не остается постоянной. Для правильного отделения синхронизирующих импульсов необходимо, чтобы напряжение смещения автоматически изменялось с изменением амплитуды сигнала. Поэтому на практике находят применение лишь селекторы с автоматическим смещением (рис. 3.49). Для получения на нагрузке диодного селектора максимально возможной амплитуды отделенных синхронизирующих импульсов необходимо, чтобы напряжение автоматического смещения, образующееся за счет заряда конденсатора C_1 до амплитуды одного из синхронизирующих импульсов, успевало уменьшиться к приходу следующего синхронизирующего импульса до амплитуды бланкирующего импульса, т. е. $0{,}25\ \tau_{стр} \approx R_1C_1$, где $\tau_{стр}$ — период одной строки. С этой же целью постоянная времени заряда конденсатора C_1 должна быть равной длительности одного строчного синхронизирующего импульса, т. к. $R_2 \gg r_д$, то $R_2C_1 \approx 5$ мкс ($r_д$ — внутреннее сопротивление диода в прямом направлении).

Селекторы импульсов синхронизации на биполярных транзисторах. Селекторы на биполярных транзисторах содержат 2—4 каскада. Уровень индустриальных помех, имеющих чаще всего импульсный характер, при приеме в условиях города бывает очень высок. Поэтому перед каскадом, в котором происходит отделение синхронизирующих импульсов, включают один или два каскада, предварительно ограничивающих сигнал и помехи. Иногда после отделения синхронизирующие импульсы усиливаются и ограничиваются в дополнительных каскадах, входящих в селектор.

Схема каскада, в котором происходит отделение синхронизирующих импульсов, приведена на рис. 3.50, *а*. При отсутствии сигнала на входе транзистор закрыт, т. к. на его базу не подается открывающее напряжение смещения. Во время действия синхронизирующих импульсов положительной полярности, содержащихся во входном сигнале, транзистор открывается, в цепи базы протекает ток, заряжающий конденсатор C_1, и к базе транзистора оказывается приложенным закрывающее напряжение — $U_б$ (рис. 3.50, *б*), до которого заряжается конденсатор. В результате ток $i_к$ в цепи коллектора протекает лишь во время открывания транзистора вершинами синхронизирующих импульсов, и на резисторе R_3 появляются синхронизирующие импульсы, отделенные от видеосигнала.

Для уменьшения влияния импульсных помех в цепь базы транзистора включена цепь R_1C_2. Постоянная времени цепи R_2C_1 выбирается большой, чтобы напряжение на обкладках конденсатора C_1 и на базе транзистора не уменьшалось в промежутках между синхронизирующими импульсами. При этом импульсные помехи, превышающие по амплитуде синхронизирующие импульсы, создадут ток базы, который зарядит конденсатор C_1 до большого отрицательного напряжения, и пока конденсатор не разрядится,



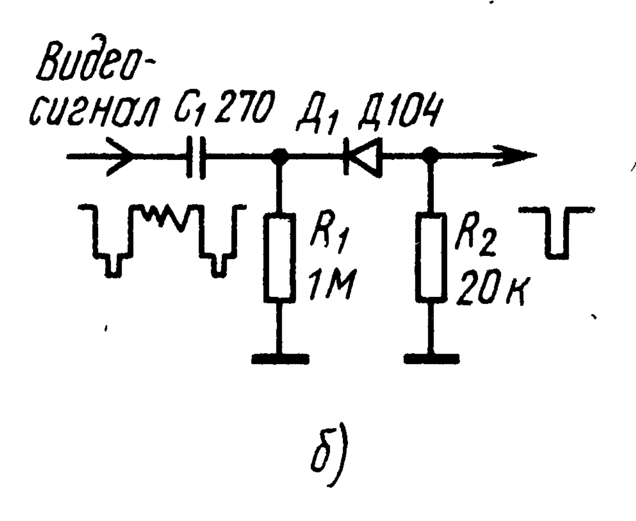
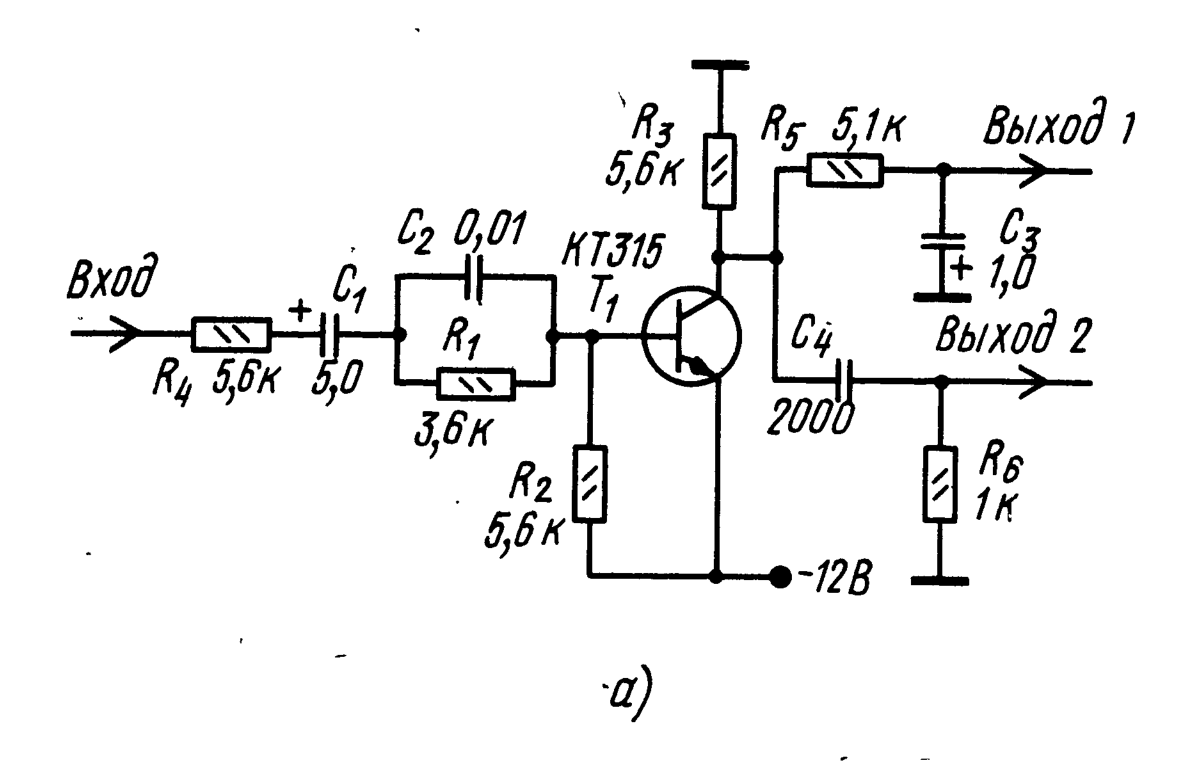


Рис. 3.49



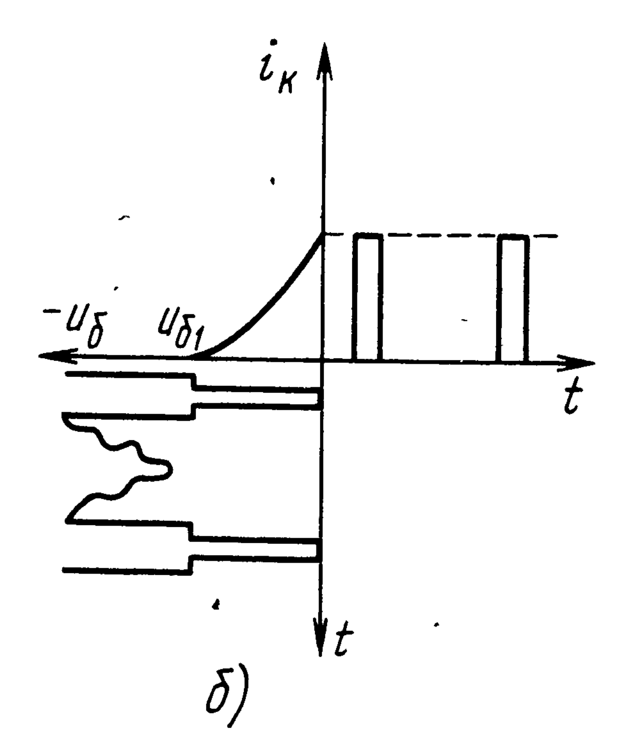


Рис. 3.50

транзистор будет закрыт. Поэтому ряд синхронизирующих импульсов не воспроизводится в коллекторной цепи, и синхронизация может нарушиться. Для того чтобы избежать этого, в цепь базы транзистора включена цепь R_1C_2. Емкость конденсатора C_2 значительно меньше емкости конденсатора C_1, поэтому во время действия импульсов помех с большой амплитудой конденсатор C_2 заряжается и разряжается через резистор R_2 значительно быстрее конденсатора C_1. В результате сразу же после окончания помехи на базе транзистора устанавливается нормальное смещение.

Резистор R_4 необходим для того, чтобы большая входная емкость селектора не шунтировала нагрузку видеоусилителя. Кроме того, резисторы R_4, R_1 и R_2 составляют делитель, понижающий напряжение сигнала, приложенного к базе транзистора. Благодаря этому предотвращается пробой перехода база — эмиттер положительным напряжением, имеющимся на конденсаторе C_1, которое при отсутствии делителя может превысить допустимое значение.

Цепи R_5C_3 и C_4R_6 служат для разделения синхронизирующих импульсов на строчные и кадровые.

Селекторы импульсов синхронизации на полевых транзисторах. Селекторы с полевыми транзисторами обладают рядом преимуществ по сравнению с селекторами на биполярных транзисторах. Благодаря большому входному сопротивлению полевых транзисторов сопротивление цепи автоматического смещения в их затворах можно сделать большим, а емкость конденсатора C_1 значительно уменьшить, что дает возможность с успехом применить такой селектор с малогабаритными деталями в переносных телевизорах. Кроме того, входная емкость полевых транзисторов меньше, чем у биполярных. Благодаря этим качествам входная цепь селектора с полевым транзистором меньше шунтирует нагрузку каскада, к которому он подключен. Преимущества полевых и биполярных транзисторов полнее реализуются в селекторе с составным транзистором (T_1 и T_2 на рис. 3.51).

Цепи разделения синхроимпульсов. Чтобы использовать синхронизирующие импульсы для синхронизации генераторов развертки луча кинескопа по строкам и по кадрам, необходимо разделить их на строчные и кадровые. Отделение кадровых синхронизирующих импульсов, имеющих большую длительность, осуществляется интегрирующей цепью R_5C_3 (см. рис. 3.50). Ее постоянная времени выбирается такой, что за время кадрового синхронизирующего импульса *2* конденсатор C_3 успевает зарядиться через резистор R_5 до полного напряжения U_2 (рис. 3.52,*а*,*б*), а за более короткое время строчного синхроимпульса *1* заряд конденсатора оказывается малым (U_1). В результате на выходе *1* (см. рис. 3.50) интегрирующей цепи выделяются импульсы кадровой синхронизации (см. рис. 3.52,*б*).

Для выделения импульсов строчной синхронизации служит дифференцирующая цепь, состоящая из конденсатора C_4 и резистора R_6 (см. рис. 3.50). Конденсатор C_4 быстро заряжается во время прихода синхронизирующего импульса и так же быстро разряжается после его окончания. В результате ток заряда и разряда конденсатора C_4 создает падение напряжения на резисторе R_6 (выход *2*) в виде укороченных импульсов (рис. 3.52,*в*), которые

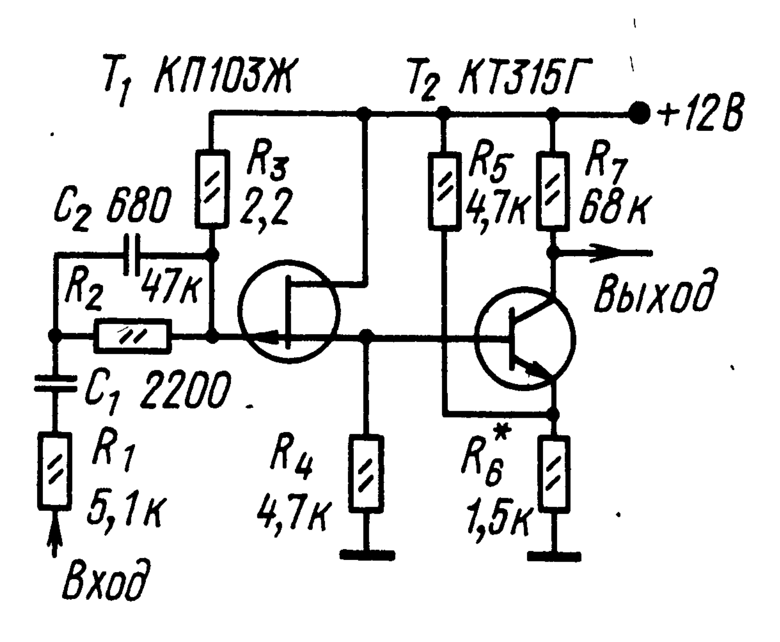


Рис. 3.51

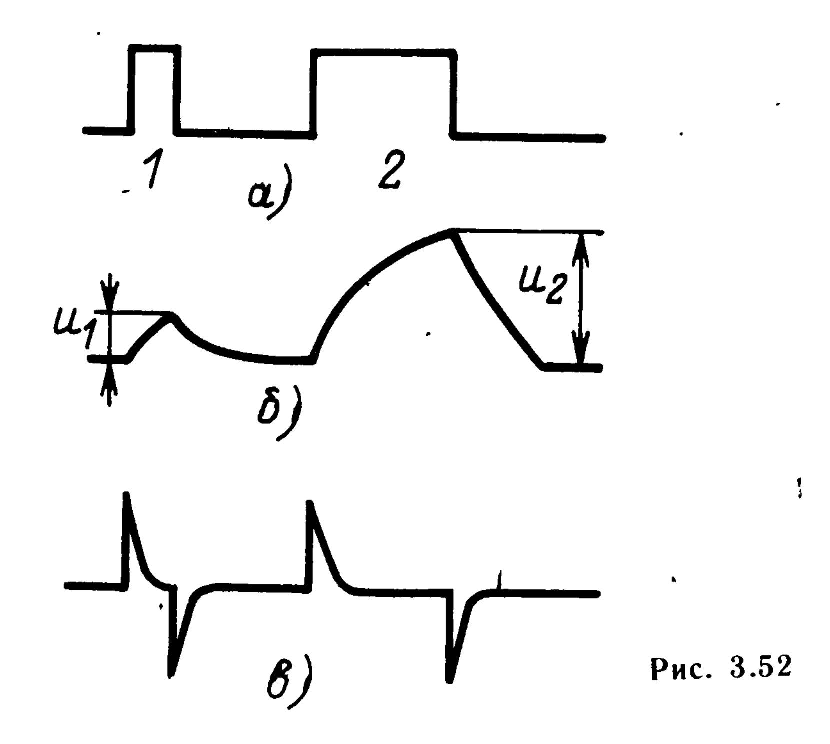


Рис. 3.52

и используются для синхронизации генератора строчной развертки.

Иногда после селектора до цепей разделения синхронизирующих импульсов или после одной из них включают усилительный каскад, в котором происходит дополнительное ограничение синхронизирующих импульсов, а также изменяется их полярность. Если такой каскад включить после одной из цепей разделения, то взаимное влияние генераторов развертки, возникающее через цепи разделения, устраняется.

Предварительный селектор синхронизирующих импульсов в телевизорах УПИМЦТ-61-II, выполненный на транзисторе T_1 (рис. 3.53), применяется для высококачественной синхронизации разверток при неблагоприятных условиях приема. При отсутствии видеосигнала транзистор T_1 находится на грани отсечки. Открывается он синхронизирующими импульсами видеосигнала отрицательной полярности, поступающего на базу транзистора через R_1, C_2 и помехоподавляющую цепь $Д_1C_5$. Конденсаторы C_2 и C_5 быстро заряжаются током базы транзистора, и на их нижних по схеме обкладках возникает положительный потенциал. Во время передачи сигналов изображения между синхронизирующими импульсами транзистор T_1 закрыт, т. к. время разряда конденсаторов C_2 и C_5 через резистор R_3 велико. Появившиеся в коллекторной цепи транзистора

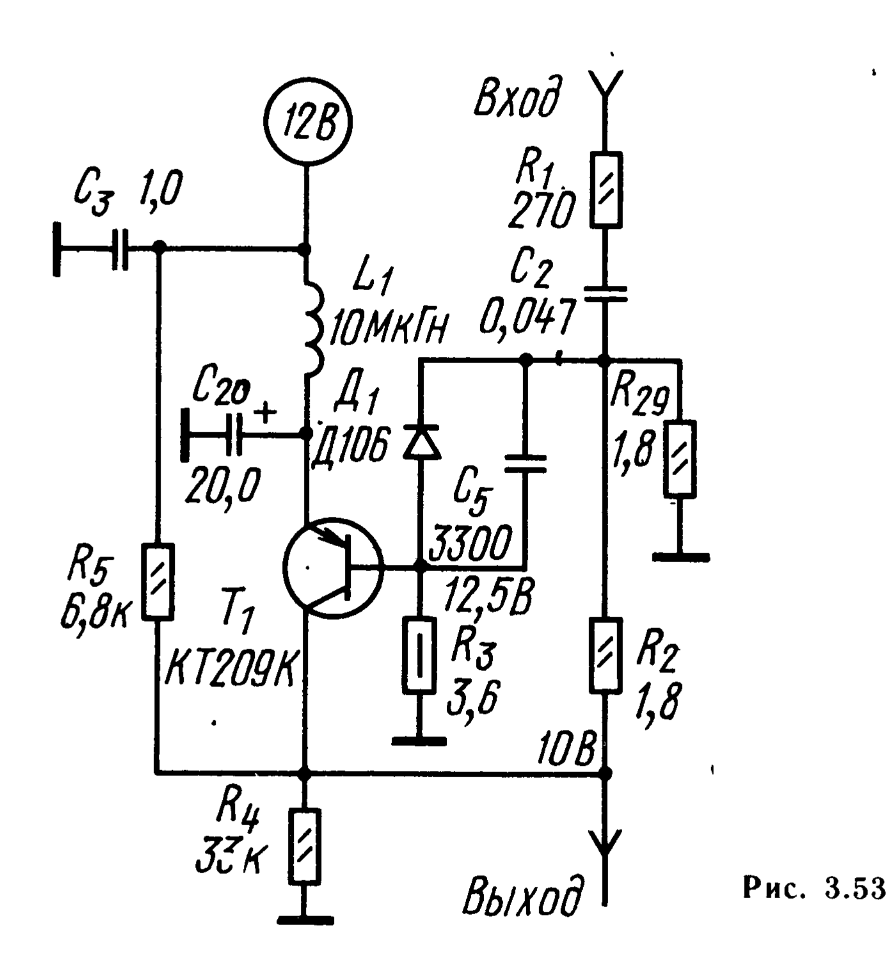


Рис. 3.53

T_1 синхронизирующие импульсы ограничены снизу вследствие отсечки коллекторного тока и сверху вследствие его насыщения.

Если бы помехоподавляющей цепи $Д_1C_5$ не было, то помехи, превышающие синхронизирующие импульсы, заряжали бы конденсатор C_2 и закрывали транзистор T_1 на время нескольких десятков синхроимпульсов. В устройстве на рис. 3.53 напряжение, создаваемое помехой, быстрее заряжает конденсатор в цепи $Д_1C_5$ благодаря тому, что $C_2 > C_5$. Открывшийся диод $Д_1$ быстро разряжает конденсатор C_5, который после этого начинает заряжаться в обратном направлении током разряда конденсатора C_2. Так как диод $Д_1$ в это время закрыт, постоянная времени разряда в цепи с двумя конденсаторами C_2 и C_5, соединенными последовательно, оказывается малой. Благодаря этому закрывающее напряжение на базе транзистора T_1 спадает быстро и количество пропущенных синхронизирующих импульсов оказывается меньшим, чем при отсутствии помехоподавляющей цепи $Д_1C_5$.

Селектор синхронизирующих импульсов телевизора ППТ-23-2 (см. рис. 3.21). С эмиттерной цепи транзистора T_9 видеосигнал подается на вход амплитудного селектора синхронизирующих импульсов на транзисторе T_{20}. Усиление и ограничение синхронизирующих импульсов происходит в каскадах на транзисторах T_{19} и T_{20}. С коллектора транзистора T_{20} кадровые и строчные синхронизирующие импульсы поступают на базу транзистора T_{19}, работающего в фазоинверторе с разделенными нагрузками. Противофазные строчные импульсы с коллектора и эмиттера этого транзистора подаются на цепь АПЧиФ блока развертки. Кадровые синхронизирующие импульсы формируются при помощи интегрирующих цепей R_{90}, C_{86}, R_{89}, C_{85} и R_{84}, C_{83} в базовой и коллекторной цепях транзистора T_{18}, работающего в каскаде формирования этих синхронизирующих импульсов.

Селектор импульсов синхронизации на интегральной микросхеме К2СА241. Для выделения из полного видеосигнала синхронизирующих импульсов, используемых для управления частотами задающих генераторов строчной и кадровой разверток, применяется микросхема К2СА241 (см. § 12.19).

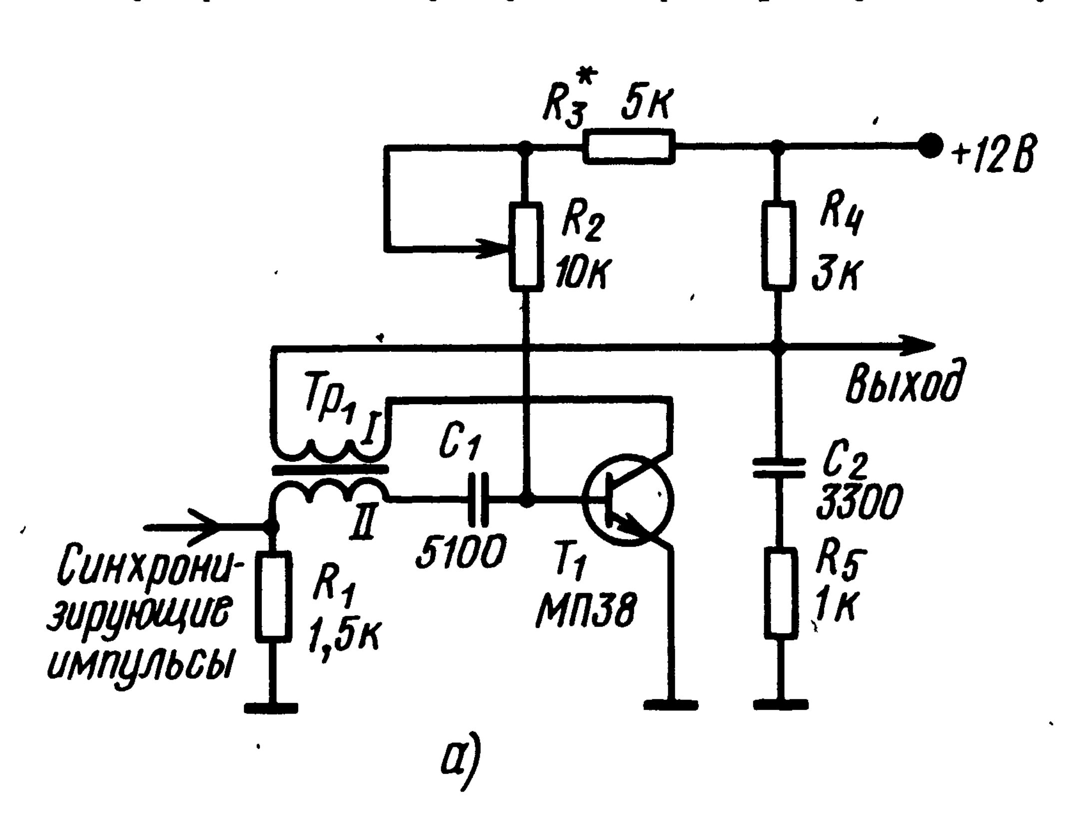
На вход интегральной микросхемы через вывод *1* от предварительного видеоусилителя подают полный видеосигнал. С выводов *8* и *9* снимают противофазные импульсы с амплитудой около 8 В на устройство автоматической подстройки частоты и фазы (АПЧиФ) строчной развертки. Кроме того, вывод *8* соединяют с входом интегрирующего каскада формирующего импульсы синхронизации кадровой развертки.

Генераторы строчной развертки

В генераторах строчной развертки вырабатывается переменный ток пилообразной формы частотой 15625 Гц, необходимой для получения плавного и равномерного движения луча по экрану кинескопа вдоль строк слева направо с последующим быстрым его возвратом к началу

следующей строки. В современных кинескопах луч движется под действием переменного магнитного поля, создаваемого катушками отклоняющей системы. Для получения пилообразного тока строчной развертки в качестве генератора, задающего частоту генерируемых импульсов, используются блокинг-генераторы и мультивибраторы.

Блокинг-генераторы на транзисторах (рис. 3.54,*а*) — однокаскадные релаксационные генераторы с трансформаторной положительной обратной связью между базовой и коллекторной цепями транзистора. Колебания в этих генераторах имеют вид периодических импульсов (рис. 3.54,*б*—*г*). Базовые токи транзистора, возникающие в моменты появления положительных импульсов напряжения на обмотке II трансформатора $Тр_1$, заряжают конденсатор C_1. Благодаря отрицательному напряжению на нижней (по схеме) обкладке этого конденсатора транзистор большую часть времени оказывается закрытым. Открывается он, когда напряжение на конденсаторе уменьшается до значения $U_{Б0}$ за счет разряда его через резисторы R_2 и R_3, обмотку



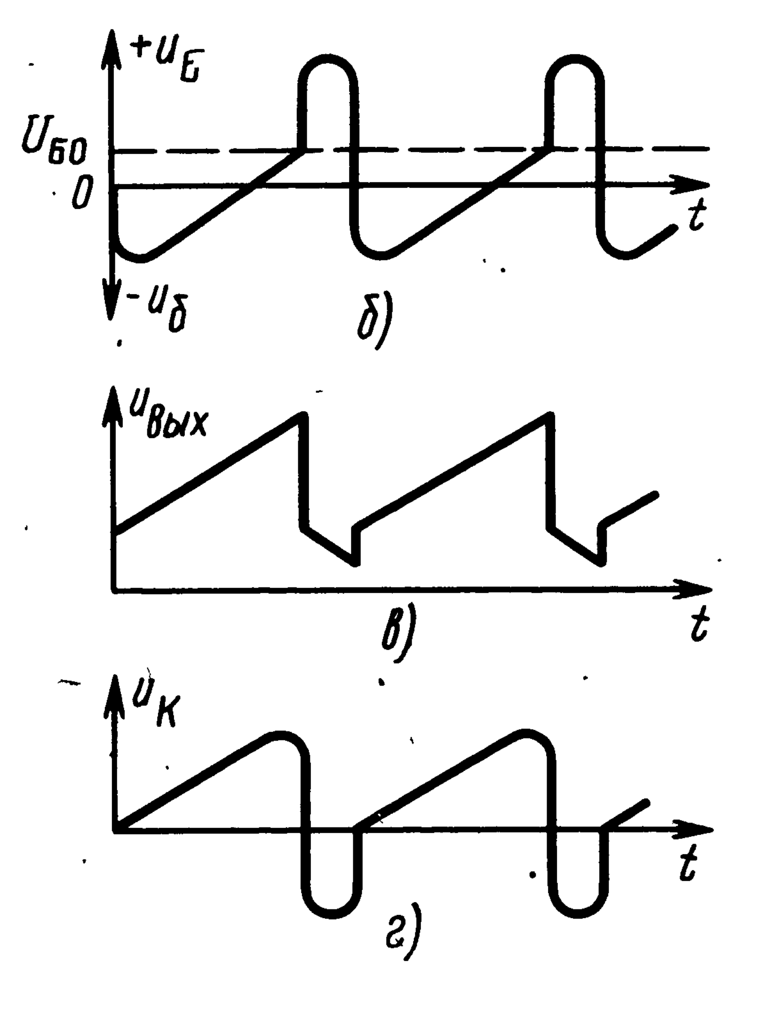


Рис. 3.54

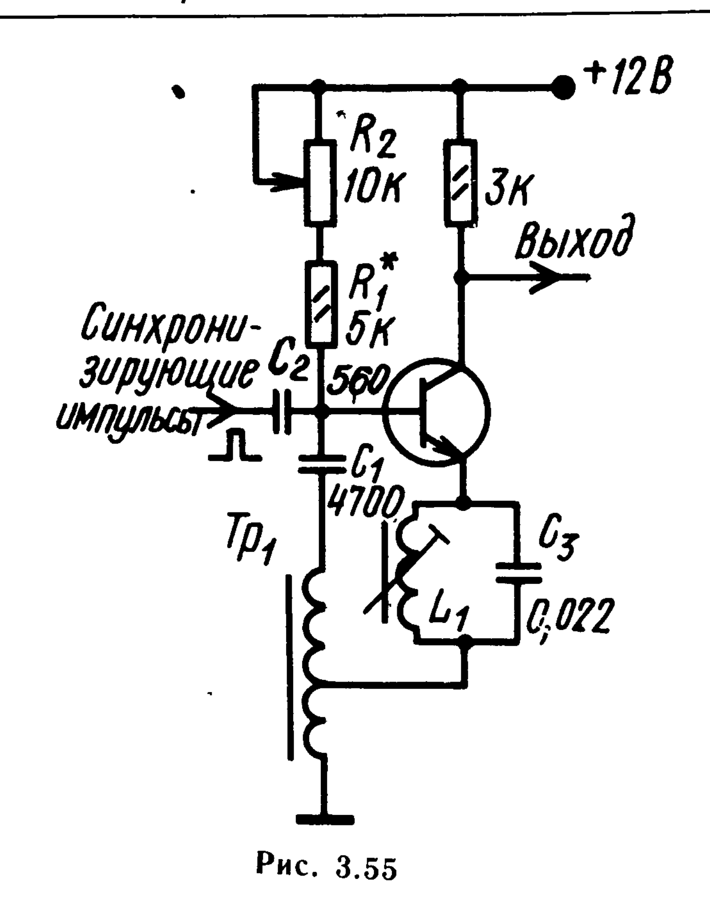


Рис. 3.55

II трансформатора $Тр_1$ и резистор R_1. Появившийся коллекторный ток транзистора создает импульсное напряжение на обмотке *I* (рис. 3.54, *г*). Это напряжение трансформируется в обмотку *II* и еще больше открывает транзистор. В результате ПОС возникает колебательный процесс, и на обмотке *II* снова образуется положительный импульс напряжения, вызывающий появление базового тока и закрывание транзистора.

На конденсаторе C_2 образуется пилообразно-импульсное напряжение (рис. 3.54,*в*) за счет медленного заряда конденсатора напряжением питания 12В через резистор R_4 и быстрого разряда его через транзистор в момент открывания. Это напряжение после усиления используется для управления оконечным каскадом генератора строчной развертки.

В устройстве можно применить унифицированный трансформатор типа ТБСП или самодельный со следующими данными: сердечник Ш12×12 из трансформаторной стали; обмотка I — 210 витков, обмотка II — 100 витков провода ПЭЛ 0,2.

В некоторых моделях телевизоров используется разновидность блокинг-генератора со стабилизирующим контуром (рис. 3.55). Особенностью этого генератора является использование для создания положительной обратной связи автотрансформатора и включение в цепь эмиттера транзистора T_1 колебательного контура L_1C_3, настроенного на частоту строчной развертки. Синусоидальное напряжение с контура складывается с импульсно-пилообразным напряжением (штриховая линия на рис. 3.56), приложенным к базе транзистора (см. рис. 3.54, *б*). В результате

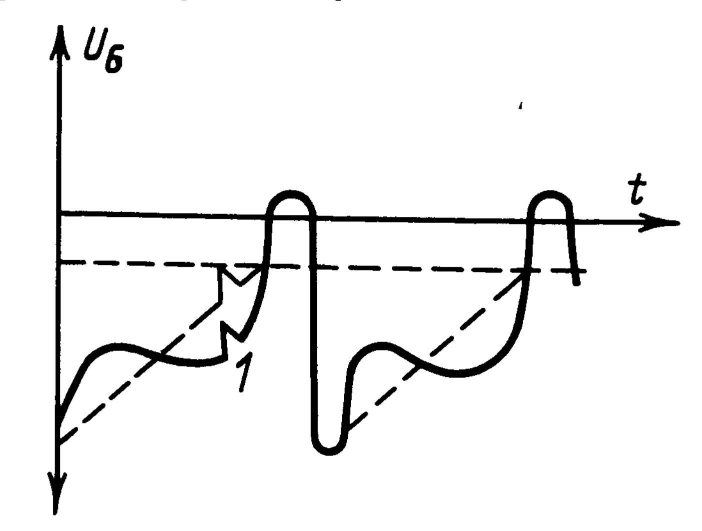


Рис. 3.56

крутизна конечного участка пилообразной кривой увеличивается, что стабилизирует частоту колебаний блокинг-генератора и уменьшает вероятность синхронизации его импульсами помех *1* в конце этого участка.

В блокинг-генераторах на транзисторах задающая частоту цепь R_1C_1 может включаться как в цепь базы (рис. 3.57,*а*), так и в цепь эмиттера (рис. 3.57,*б*). Последний вариант обладает большим входным сопротивлением и лучше согласуется с цепью синхронизации или управления частотой и фазой колебаний. Выходное напряжение для управления оконечным каскадом генератора строчной развертки на транзисторах можно снимать с обмотки *I* трансформатора $Тр_1$ (см. рис. 3.57), либо с резистора R_3 в цепи коллектора транзистора, либо с дополнительной обмотки трансформатора $Тр_1$. Чтобы улучшить согласование и исключить влияние оконечного каскада на параметры блокинг-генератора, между ними часто включают промежуточный усилитель на одном или двух транзисторах.

Мультивибраторы так же, как и блокинг-генераторы, могут использоваться как задающий генератор в цепях строчной развертки. В отличие от блокинг-генераторов в мультивибраторах отсутствует такая деталь, как трансформатор, имеющий значительные габариты и понижающий надежность. Мультивибраторы при соответствующем построении обеспечивают лучшие параметры синхронизации, чем блокинг-генераторы, и могут использоваться в портативных телевизорах.

В задающем генераторе строчной развертки можно применить также мультивибратор с коллекторно-базовыми связями (рис. 3.58), принцип действия которого подробно описан в разд. 8 Справочника.

Связь базовых и коллекторных цепей транзисторов T_1 и T_2, обеспечивающая режим самовозбуждения, осуществляется через конденсаторы C_1 и C_2. Частота колебаний определяется цепью C_1R_4, а длительность импульсов обратного хода развертки — цепью C_2R_1. Контур L_1C_5, настроенный на частоту строчной развертки, повышает стабильность частоты колебаний мультивибратора. Синусоидальное напряжение с этого контура складывается с пилообразно-импульсным напряжением (штриховая линия на рис. 3.56), приложенным к базе транзистора T_1. В результате крутизна конечного участка кривой увеличивается, что стабилизирует частоту колебаний мультивибратора и уменьшает вероятность синхронизации его импульсами помех *1* в конце этого участка.

RC-генератор с фазосдвигающей цепью. Положительная обратная связь, необходимая для обеспечения режима самовозбуждения в этом генераторе, образуется с помощью цепи, которая сдвигает фазу сигнала на 180°. Так как транзистор T_1 (рис. 3.59) поворачивает фазу также на 180°, то выполняется условие самовозбуждения. Если одновременно выполняется условие баланса амплитуд, то возникают синусоидальные колебания. При этом необходим промежуточный усилитель, формирующий из вершин полуволн синусоиды импульсы для управления оконечным каскадом. Для согласования генератора с промежуточным усилителем между ними желательно включить эмиттерный повторитель. Необходимое для самовозбуждения соотношение фаз в *RC*-генераторе можно получить также и с помощью дополнительного каскада на транзисторе, что обеспечит высокую стабильность частоты и большое входное сопротивление. Фазосдвигающую

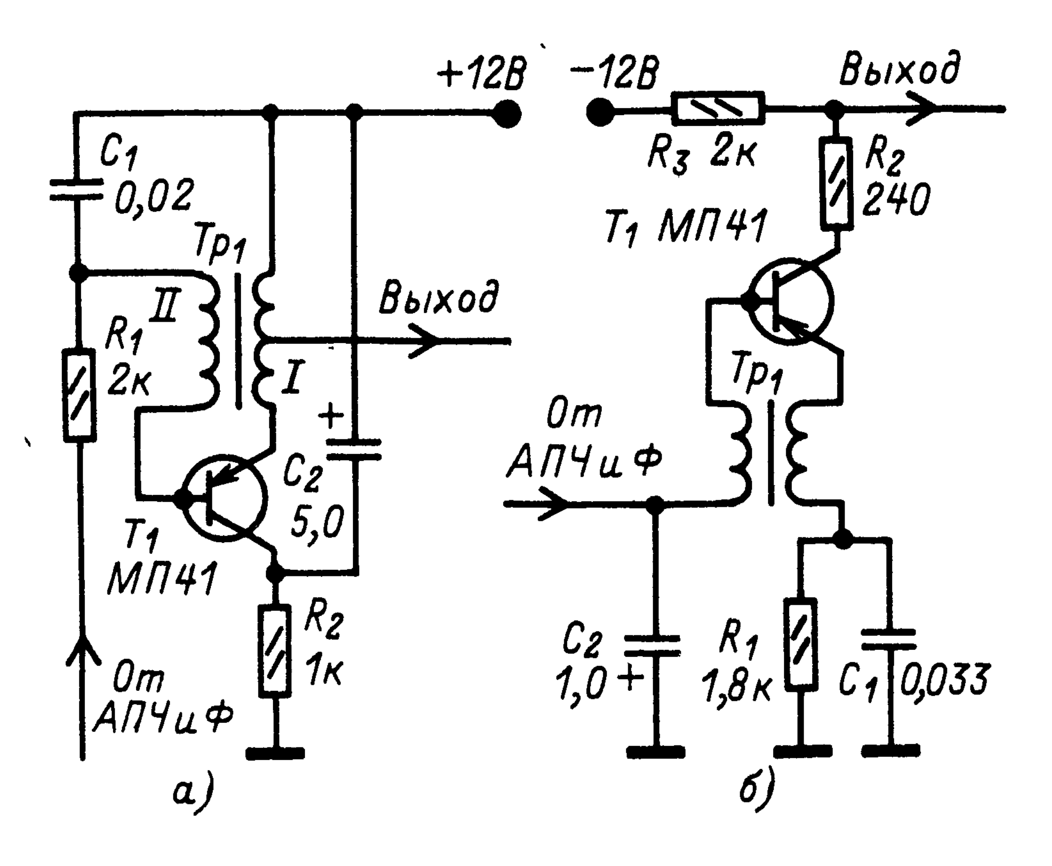


Рис. 3.57

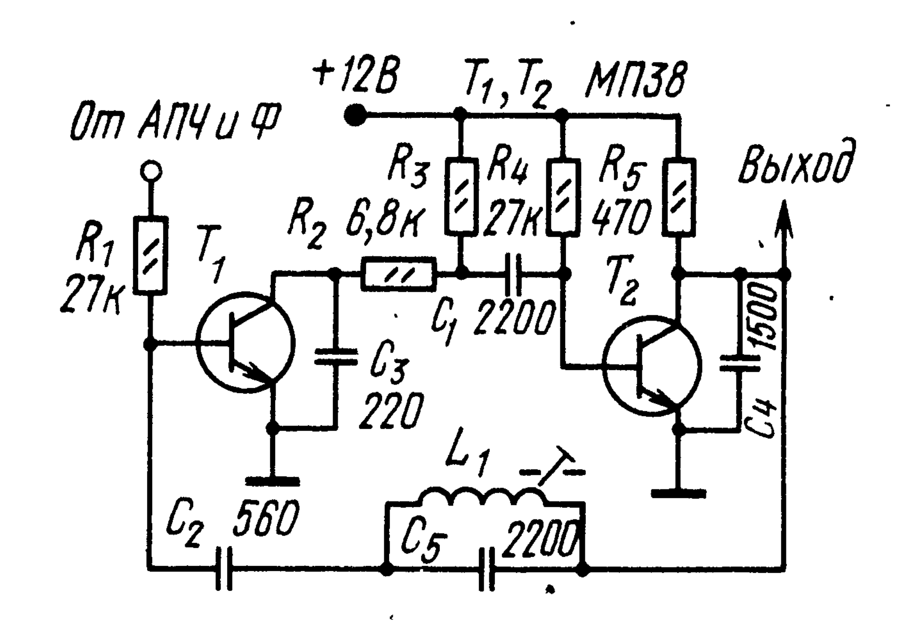


Рис. 3.58

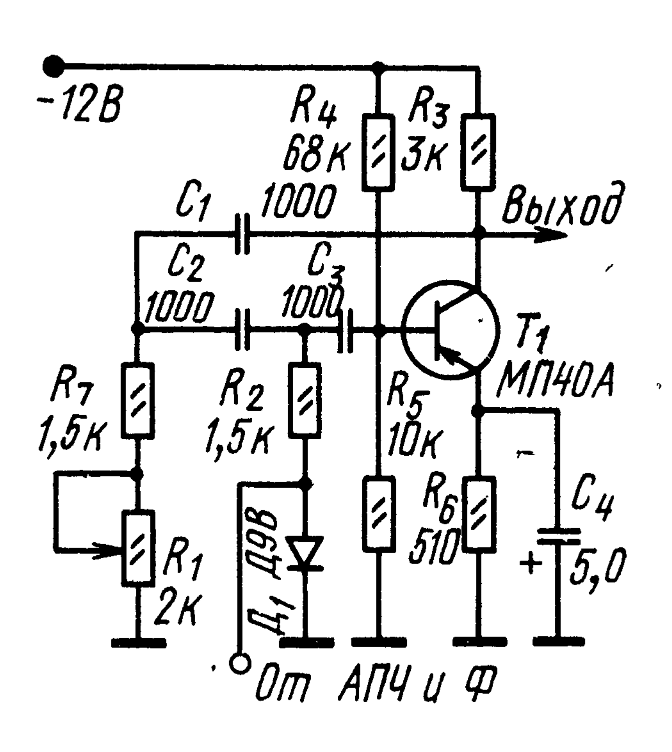


Рис. 3.59

цепь образуют элементы R_3, C_1, R_1, R_7, C_2, R_2, C_3. Частота колебаний регулируется переменным резистором R_1. Напряжение АПЧиФ подается на диод $Д_1$ и изменяет его сопротивление. При этом изменяется сдвиг фазы в цепи обратной связи, а следовательно, и частота колебаний.

Синусоидальные генераторы обеспечивают бóльшую стабильность частоты, чем блокинг-генераторы и мультивибраторы, поэтому они могут применяться в телевизорах повышенных классов. Имульсное напряжение для управления выходным каскадом строчной развертки в таких генераторах формируется из вершины полуволны вырабатываемого синусоидального напряжения. Для управления частотой синусоидального генератора применяют реактивный каскад, на который подается регулирующее напряжение от цепи АПЧиФ.

Находят применение также устройства, в которых регулирующее напряжение АПЧиФ подается непосредственно на базу транзистора T_1 генератора синусоидальных колебаний (рис. 3.60). Генератор собран по индуктивной трехточечной схеме. Ручная регулировка частоты осуществляется сердечником катушки L_1. Транзистор T_1 работает в режиме ограничения, и на его коллекторе создаются практически прямоугольные импульсы напряжения отрицательной полярности.

Входное сопротивление для управляющего напряжения АПЧиФ у генераторов синусоидальных колебаний довольно велико. Это облегчает согласование таких генераторов с дискриминатором цепи АПЧиФ и позволяет расширить полосы удержания и захвата. Еще в большей степени повысить входное сопротивление генератора удается при использовании в нем полевого транзистора (рис. 3.61). На выходе такого генератора можно получить отрицательные импульсы напряжения амплитудой до 8 В.

Задающий генератор строчной развертки в интегральной микросхеме К174АФ1 содержит генератор постоянного тока, токовый повторитель, электронный переключатель и два пороговых устройства *1* и *2* для управления триггером (рис. 3.62). Электронный переключатель предназначен для коммутации внешнего времязадающего конденсатора C_9 на токовый повторитель или на генератор постоянного тока.

Если переключатель находится в положении *1*, конденсатор C_9 разряжается по пилообразному закону на генератор постоянного тока и внешнюю нагрузку, соединенную с выводом *15* микросхемы. Когда напряжение на конденсаторе C_9 понизится до напряжения U_2, в пороговом устройстве *2* сформируется импульс, который перебросит триггер в другое устойчивое состояние. Триггер переведет переключатель в положение *2* и начнется заряд конденсатора C_9 через токовый повторитель. Когда напряжение на конденсаторе C_9 достигнет напряжения срабатывания порогового устройства *1*, сформируется импульс, перебрасывающий триггер, который переведет переключатель в положение *1*. После этого снова начнется процесс разряда конденсатора C_9, и далее работа задающего генератора будет повторяться. Пилообразное напряжение, снимаемое через развязывающий каскад с конденсатора C_9, используется далее для формирования импульсного напряжения, управляющего

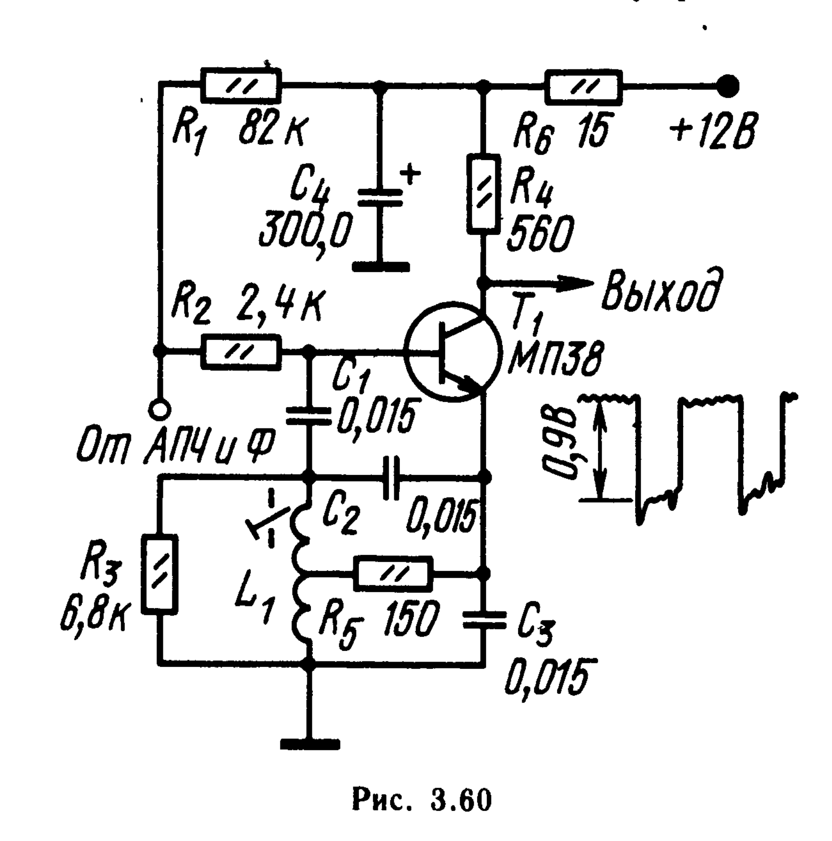


Рис. 3.60

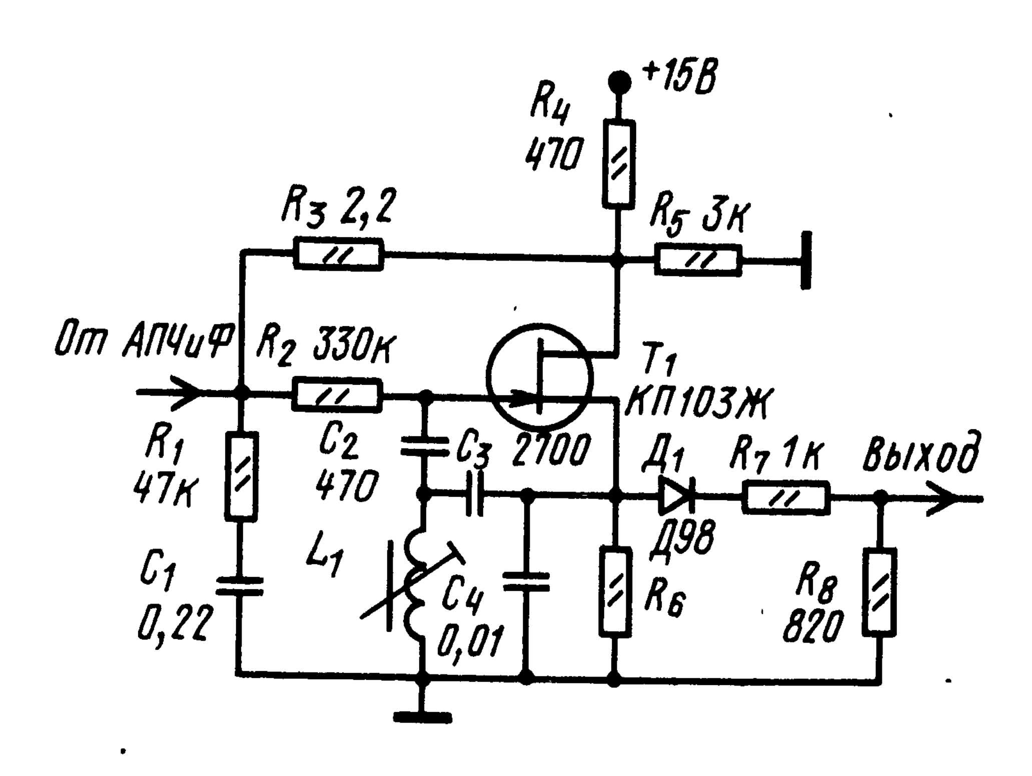


Рис. 3.61

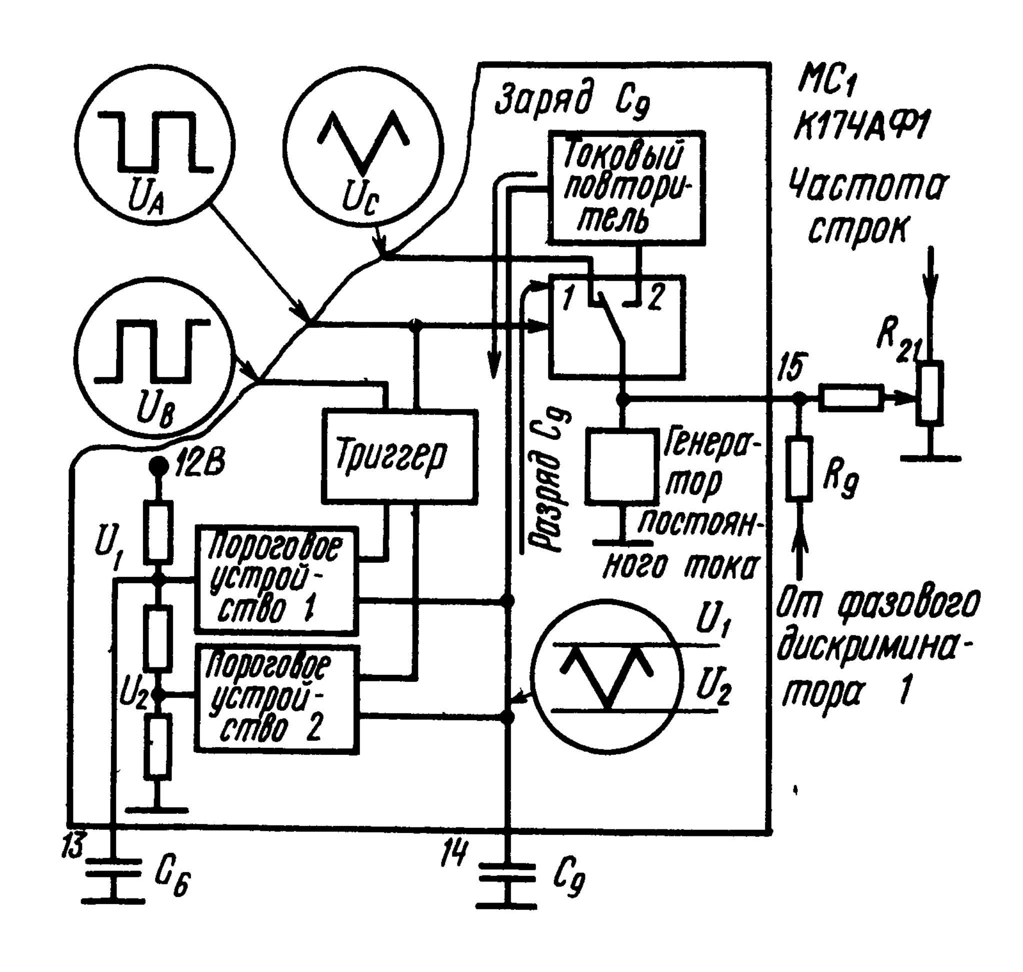


Рис. 3.62

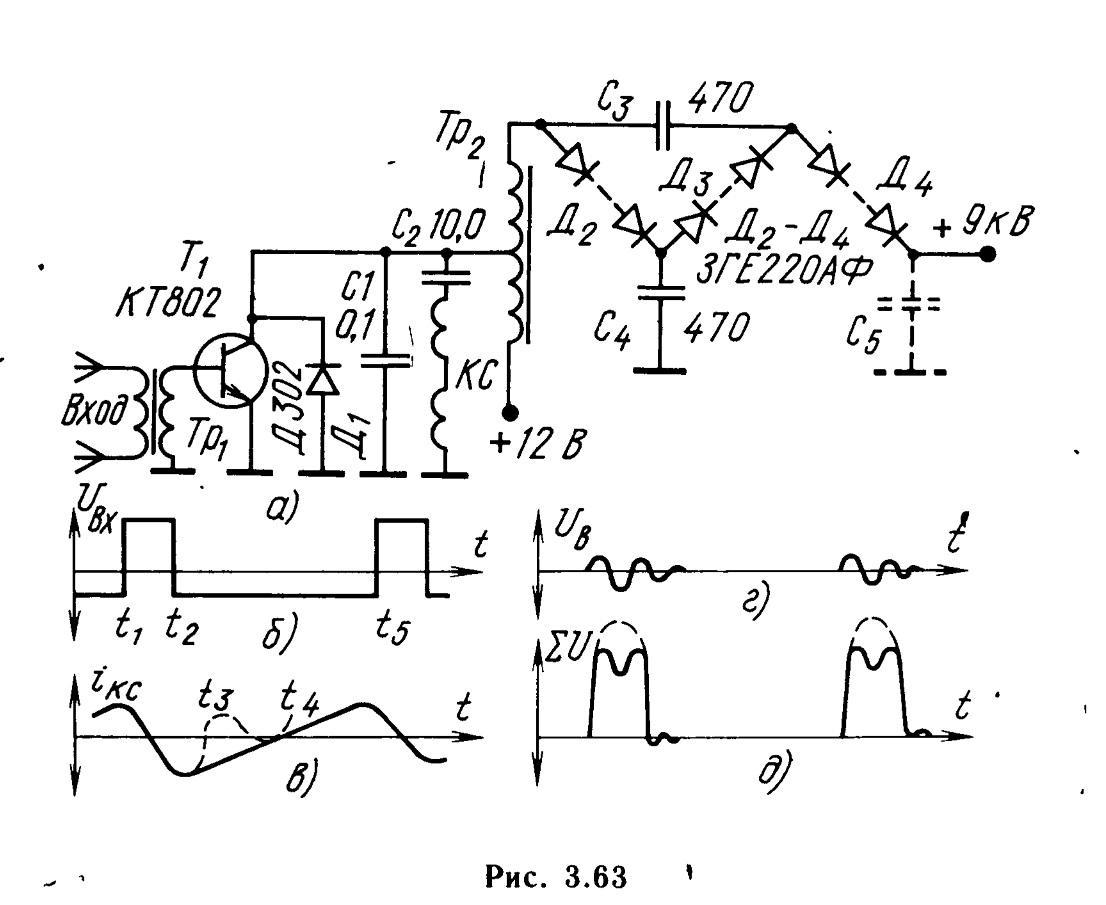


Рис. 3.63

оконечным каскадом строчной развертки и для цепи АПЧиФ. Противофазные импульсы триггера используются для этих же целей.

Входной каскад строчной развертки на транзисторе, применяемый в переносных телевизорах, работает по принципу симметричного ключа (рис. 3.63,*а*). В качестве ключа используется достаточно высокочастотный мощный транзистор T_1, способный выдерживать импульсные токи до 5—8 А и обратные импульсные напряжения до 150 В, имеющий небольшое сопротивление в режиме насыщения. Так как транзистор T_1 проводит ток лишь в одном направлении, то для получения симметричной вольт-амперной характеристики ключа добавлен диод $Д_1$, который является также демпферным. Управление транзистором T_1 обеспечивается подачей в цепь его базы через трансформатор $Тр_1$ прямоугольных импульсов напряжения от промежуточного усилителя. В момент t_2 (рис. 3.63, *б*) транзистор T_1 закрывается. Из-за резкого прекращения тока в контуре, образованном индуктивностью трансформатора $Тр_2$ строчных отклоняющих катушек *КС* и конденсаторами C_1 и C_2, возникают колебания. Через половину периода этих колебаний в момент t_3 ток в индуктивной ветви контура изменит направление, что приведет к открыванию диода $Д_1$, который демпфирует колебания (штриховая линия на рис. 3.63,*в*). Во время t_3 диод $Д_1$ проводит, и ток в индуктивной ветви контура и в строчных отклоняющих катушках изменяется почти линейно. В момент времени t_4 этот ток изменяет направление и начинает протекать не через диод $Д_1$, а через транзистор T_1. Во время закрывания транзистора T_1 на обмотках трансформатора $Тр_2$ и строчных отклоняющих катушках возникает напряжение, имеющее вид импульсов синусоидальной формы (рис. 3.63,*д*).

Чтобы облегчить режим работы транзистора T_1 по пробивному напряжению, контур, образованный повышающей обмоткой и ее паразитными емкостями, настраивают на третью гармонику частоты колебаний во время обратного хода. Колебания напряжения с частотой третьей гармоники трансформируются из повышающей обмотки трансформатора $Тр_2$ в его первичную обмотку, складываются с импульсами на коллекторе транзистора T_1 и понижают их амплитуду (рис. 3.63,*г*, *д*).

Выходной каскад строчной развертки на тиристорах. По сравнению с транзисторами тиристоры обладают большей разрывной мощностью, они менее чувствительны к перегрузкам и поэтому более надежны. Применяя тиристоры, можно создать в выходных каскадах строчной развертки большие запасы мощности, которые после преобразования будут использоваться для питания некоторых каскадов телевизора.

Упрощенная эквивалентная схема каскада на тиристорах изображена на рис. 3.64,*а*. Каскад состоит из переключателя обратного хода — тиристора T_1 и диода $Д_1$ ($T_1Д_2$ на рис. 3.64,*б*), переключателя прямого хода тиристора T_2 и диода $Д_2$ (T_2 и $Д_6$ на рис. 3.64,*б*), колебательного контура отклоняющей системы L_0C_0 и коммутирующего контура $L_кC_к$ (L_4C_6 на рис. 3.64,*б*). В результирующую индуктивность L_0 контура отклоняющей системы входит индуктивность обмоток выходного трансформатора строчной развертки $Тр_1$ (см. рис. 3.64,*б*), регулятора линейности строк L_8 и строчных катушек отклоняющей системы *5—4, 7—6*. Емкость C_0 представляет собой емкость конденсатора S-образной коррекции отклоняющего тока (C_9 и C_{11} на рис. 3.64,*б*). Емкости $C_к$ и C_0 и индуктивности L_0 и $L_к$ работают как накопители энергии на время прямого и обратного ходов строчной развертки. Индуктивность дросселя L_1 (L_3 на рис. 3.64,*б*) рассчитана на необходимое пополнение энергией цепи развертки и создание импульсов управления переключателем прямого хода на тиристоре T_2 через формирующую цепочку *ФЦ*.

Переключатель обратного хода на тиристоре T_1 управляется импульсами задающего генератора строчной развертки с частотой 15625 Гц. Анод тиристора T_1 постоянно соединен через дроссель L_1 с источником напряжения питания *E*. Тиристор T_1 включается сразу после появления на его управляющем электроде положительного импульса. Анод тиристора T_2 не связан с источником положительного напряжения. Положительный импульс, поступивший на управляющий электрод тиристора T_2, лишь подготавливает его к включению. Открывается тиристор T_2 по цепи анода положительным напряжением, образовавшимся на одной из обкладок конденсаторов C_0 или $C_к$.

Из-за наличия индуктивностей L_0 и $L_к$ при резких изменениях токов на анодах транзисторов могут возникнуть большие отрицательные импульсы напряжения. Для защиты тиристоров от пробоев этими напряжениями включены диоды $Д_1$ и $Д_2$ (см. рис. 3.64,*а*), которые используются также для формирования отклоняющего тока. Работа каскада основана на процессах заряда и разряда емкостей $C_к$ и C_0, накоплений и отдаче магнитной энергии индуктивностями L_1L_0 и $L_к$ через тиристоры и диоды.

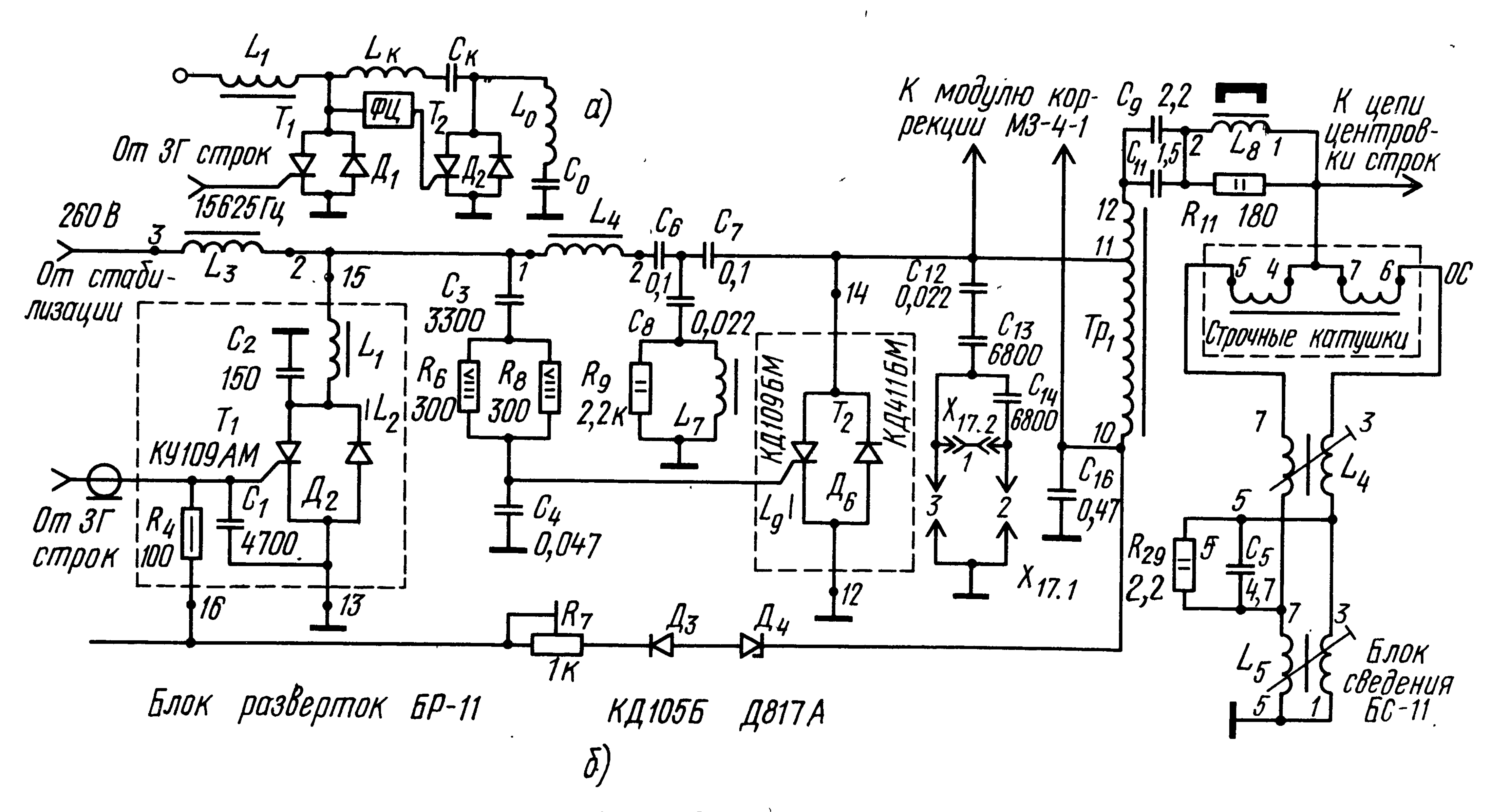


Рис. 3.64

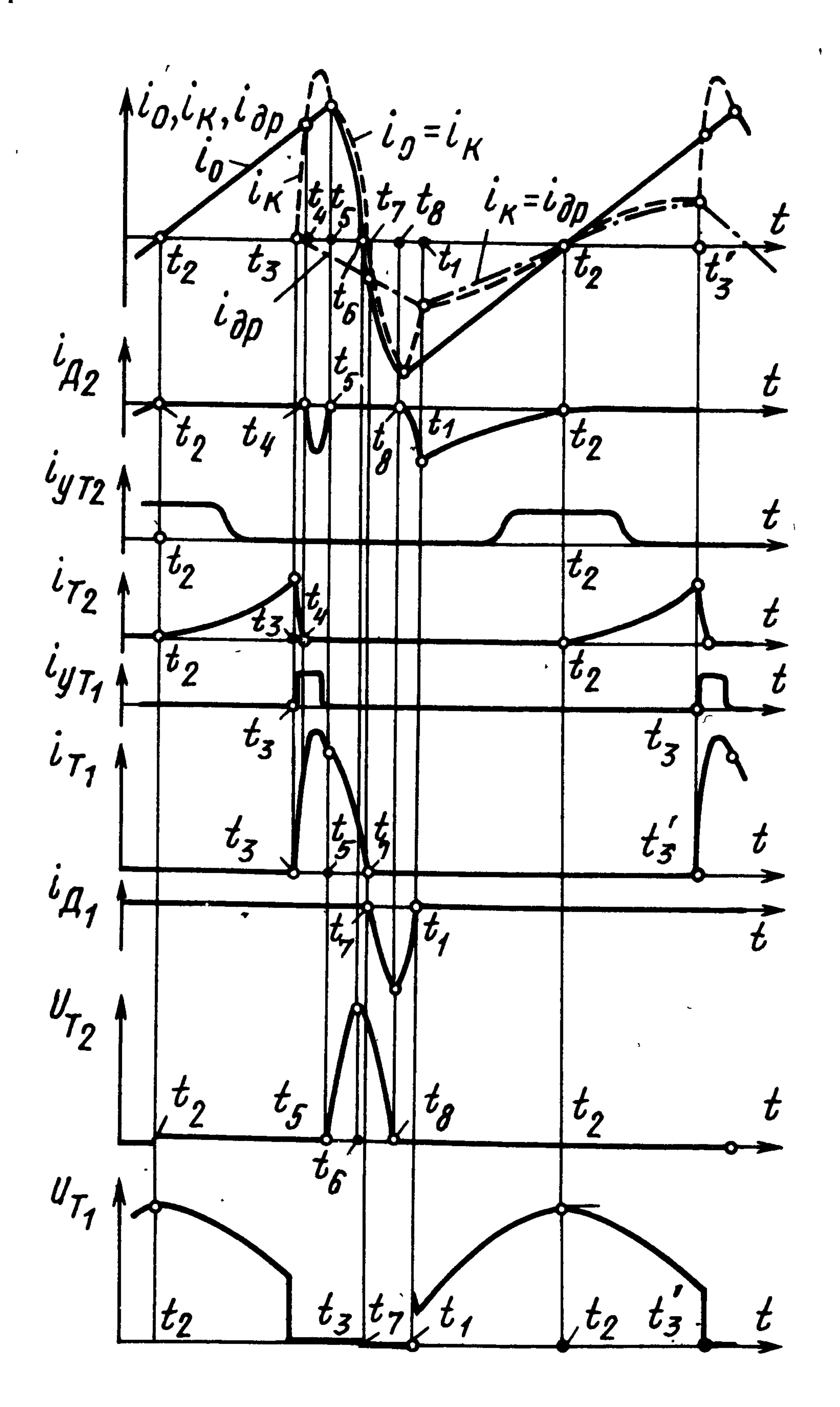


Рис. 3.65

Сплошная линия на рис. 3.65 показывает форму отклоняющего тока, штриховая — коммутирующего, штрих-пунктирная — тока в дросселе L_1. В отрезок времени t_2 — t_3 отклоняющий ток формируется в результате разряда емкости C_0 на индуктивность L_0 через открытый тиристор T_2 (см. рис. 3.64,*а*). Относительно большая емкость C_0 является источником практически постоянного напряжения, и ток через L_0 изменяется достаточно линейно. В этот отрезок времени диод $Д_1$ и тиристор T_1 оказываются закрытыми.

В момент времени t_3 тиристор T_1 открывается импульсом от задающего генератора строчной развертки. В это время отклоняющий ток в цепи $C_0L_0T_2$ продолжает нарастать, в цепи $L_кT_1T_2C_к$ ток $i_к$ изменяется по синусоидальному закону из-за резонанса в контуре $L_кC_к$, а в цепи L_1T_1 ток изменяется линейно. Из-за того что через тиристор T_2 протекают оба эти тока в противоположных направлениях, в момент t_4, когда увеличивающийся ток $i_к$ становится равным i_0, тиристор T_2 закрывается, и его функции начинает выполнять диод $Д_2$, который пропускает оба эти тока, пока $i_к > i_0$.

В отрезок времени t_4 — t_5 ток i_0 продолжает нарастать, а ток $i_к$ достигает максимума, и конденсатор $C_к$ начинает перезаряжаться. В момент t_5 токи $i_к$ и i_0 становятся равными, диод $Д_2$ отключается, и начинается обратный ход развертки. В отрезок времени t_5 — t_6, пока тиристор T_1 открыт, конденсатор $C_к$ перезаряжается за счет энергии, накопленной в индуктивности $L_к$. Резонансная частота этого контура определяет время обратного хода, которое составляет 10—12 мкс. В момент t_6 ток проходит через нуль и меняет направление, а напряжение на индуктивности L_0 и на тиристоре T_2 достигает

максимума и начинает падать. Но тиристор остается закрытым, т. к. на его управляющем электроде нет запускающего импульса.

После момента t_6 через тиристор T_1 протекают токи $i_{др}$ и $i_0 = i_к$, направленные навстречу друг другу, до тех пор пока $i_{др} > i_0$. В отрезок времени $t_6 - t_7$ энергия, накопленная в емкости $C_к$, переходит в индуктивность L_0. В момент t_7 токи $i_{др}$ и i_0 становятся равными, тиристор T_1 отключается, и разностный ток начинает протекать через диод $Д_1$. В момент t_8, когда отрицательная полуволна тока i_0 достигает максимума, напряжение на индуктивности L_0, возникающее из-за изменения этого тока, проходит через нуль и становится отрицательным. Это приводит к открыванию диода $Д_2$. После этого начинается прямой ток строчной развертки, и энергия магнитного поля индуктивности L_0 переходит в энергию электрического поля емкости C_0. За счет энергии, накопленной в этом контуре во время обратного хода, ток i_0 изменяется линейно. В коммутирующем контуре ток $i_к$ изменяется по синусоидальному закону на более высокой частоте, т. к. индуктивность L_0 из этого контура оказывается отключенной. Через диод $Д_1$ навстречу друг другу протекают токи $i_к$ и $i_{др}$ до тех пор, пока $i_к > i_{др}$.

В момент t_1 токи $i_к$ и $i_{др}$ становятся равными, разность напряжений, приложенная к диоду $Д_1$, оказывается равной нулю, и он закрывается. Возникающая в этот момент противо-ЭДС через формирующую цепь ФЦ поступает на управляющий электрод тиристора T_2 и подготавливает его к включению, которое становится возможным лишь после закрывания диода $Д_2$. Ток i_0 продолжает линейно нарастать. Вблизи момента t_2 ток $i_{др} = i_к$ изменяет свое направление, и процессы повторяются.

Из рис. 3.65 видно, что обратный ход развертки начинается не в момент поступления управляющего импульса задающего генератора (t_3), а несколько позже (t_5). Поэтому в задающем генераторе строчной развертки должна присутствовать цепь, создающая необходимое опережение переднего фронта управляющих импульсов относительно начала обратного хода.

Кроме того, из рис. 3.65 следует, что ток $i_{др}$, изменяющий свое направление в момент t_2, в первой половине прямого хода развертки течет от источника питания в выходной каскад, а во второй половине прямого хода поступает из выходного каскада в источник питания. Эта особенность устройства используется для стабилизации размера изображения по горизонтали (см. рис. 3.67).

Высоковольтный выпрямитель. При быстрых изменениях тока во время обратного хода луча по строке на первичной обмотке трансформатора ТВС образуются положительные импульсы напряжения (см. рис. 3.63,*д*). Эти импульсы используются для получения высокого напряжения, питающего анод кинескопа. С этой целью напряжение импульсов увеличивается с помощью повышающей секции первичной обмотки $Тр_2$, и они заряжают конденсатор C_4 через высоковольтный выпрямитель $Д_2$.

Высокое напряжение для питания второго анода кинескопа в телевизорах на транзисторах составляет 6—15 кВ и более. Это означает, что при допустимой амплитуде импульса обратного хода на коллекторе транзистора T_1 (см. рис. 3.63,*а*) 80—140 В коэффициент трансформации повышающей обмотки трансформатора $Тр_2$ должен быть около 100. При этом и число витков, и паразитная емкость повышающей обмотки будут очень большими. Уменьшив оба этих параметра до допустимых пределов, получить требуемое высокое напряжение удается, лишь используя выпрямитель с высоковольтными столбиками $Д_2 - Д_4$ по схеме импульсного умножения напряжения.

Выпрямитель, состоящий из пяти выпрямительных столбиков и четырех конденсаторов (рис. 3.66), представляет собой импульсный утроитель напряжения, который при малой нагрузке ($R_н \to \infty$) работает следующим образом. При появлении на аноде столбика $Д_1$ положительного импульсного напряжения конденсатор C_1 быстро заряжается до амплитудного значения этого напряжения $U_{C1} = U_{вх}$. В течение времени, когда напряжение на аноде столбика $Д_1$ отсутствует, конденсатор C_2 заряжается через диод $Д_2$ напряжением, имеющимся на конденсаторе C_1 ($U_{C2} = U_{вх}$). Когда в точке *а* вновь появляется положительное импульсное напряжение, оно суммируется с напряжением на конденсаторе C_2. Сумма этих напряжений $U_{C2} + U_{вх}$ заряжает через диод $Д_3$ конденсатор C_3. Но так как конденсатор C_3 соединен последовательно с конденсатором C_1, на котором уже имеется напряжение $U_{C1} = U_{вх}$, то напряжение, до которого зарядится конденсатор C_3, будет $U_{C3} = U_{вх}$.

Заряд конденсатора C_4 происходит в результате того, что к одной его обкладке приложено напряжение U_{C2}, а к другой через столбик $Д_4$ — напряжение $U_{C1} + U_{C3}$. В итоге конденсатор C_4 заряжается разностью этих напряжений: $U_{C4} = U_{C1} + U_{C3} - U_{C2}$.

Конденсатор C_5 при появлении положительного импульсного напряжения на входе заряжается через столбик $Д_5$ разностью напряжений $(U_{вх} + U_{C2} + U_{C4}) - (U_{C1} + U_{C3}) = U_{C5} = U_{вх}$. Напряжение на выходе утроителя оказывается равным сумме напряжений на конденсаторах $C_1 C_3$ и C_5, т. к. все они включены последовательно с нагрузкой, т. е. $U_{вых} = 3U_{вх}$.

Описанный утроитель, конструктивно оформленный в виде отдельного блока, выпускается

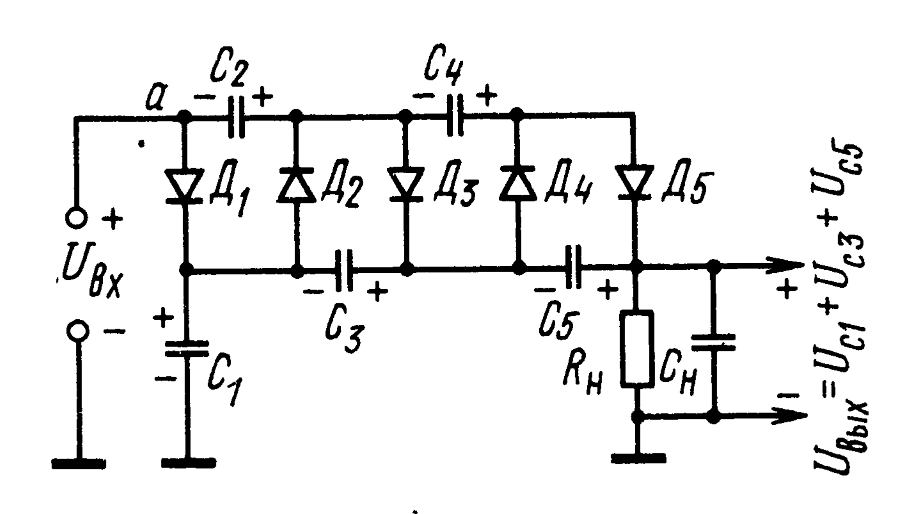


Рис. 3.66

промышленностью под маркой УН8,5/25-1,2. Он позволяет получить напряжение до 24,5 кВ при токе нагрузки до 1 мА и входном напряжении до 8,5 кВ. При изменении тока нагрузки от 0 до 1 мА перепад выходного напряжения не превышает 2,5 кВ. Селеновые столбики и конденсаторы залиты в блоке эпоксидной смолой, обладающей высоким сопротивлением изоляции и большой теплоемкостью. Благодаря этому удается избежать загрязнения и попадания влаги на детали блока и исключить возможность возникновения коронных разрядов.

Стабилизация строчной развертки

Стабилизация строчной развертки устраняет влияние колебаний напряжения питающей сети, изменения параметров транзисторов и нагрузки выпрямителя высокого напряжения на размер изображения по горизонтали и на высокое ускоряющее напряжение для питания кинескопа. Между током и импульсным напряжением в строчных отклоняющих катушках, возникающим во время обратного хода, существует жесткая зависимость. Поэтому в широко применяемых системах стабилизации строчной развертки используется принцип автоматического регулирования режима генератора развертки в зависимости от импульсного напряжения на обмотках ТВС.

В простейшей цепи стабилизации импульсное напряжение с обмотки ТВС выпрямляется и используется для создания напряжения управляющего режимом оконечного каскада строчной развертки. Однако чувствительность и глубина регулирования в такой цепи оказываются низкими. Повысить чувствительность можно, применив усилитель в цепи регулирования или сняв с обмотки ТВС большое импульсное напряжение и выпрямив лишь его часть, в которой относительные изменения из-за нестабильности велики. В качестве выпрямителей с большой и стабильной отсечкой используются, например, варисторы.

В общем случае размер изображения по горизонтали регулируется изменением количества энергии, потребляемым выходным каскадом строчной развертки.

Стабилизация тиристорного устройства строчной развертки осуществляется изменением количества энергии, возвращающейся из выходного каскада в источник питания во второй половине прямого хода развертки (см. рис. 3.65). В модуле стабилизации МЗ-3 телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.67) ток в выходной каскад поступает от источника напряжения 260 В через контакт *2*, диод $Д_1$ и контакт *1*, а возвращается через контакт *1*, тиристор T_3 и контакт *2*. Диод $Д_1$ для тока, протекающего в блок питания, включен в непроводящем направлении, и регулировка этого тока выполняется изменением времени открывания тиристора T_3. Количество возвращенной энергии зависит от интервала времени между открыванием тиристора T_3 (см. рис. 3.67) и тиристора T_1 (см. рис. 3.65). Чем больше время, в течение которого часть энергии возвращается в источник

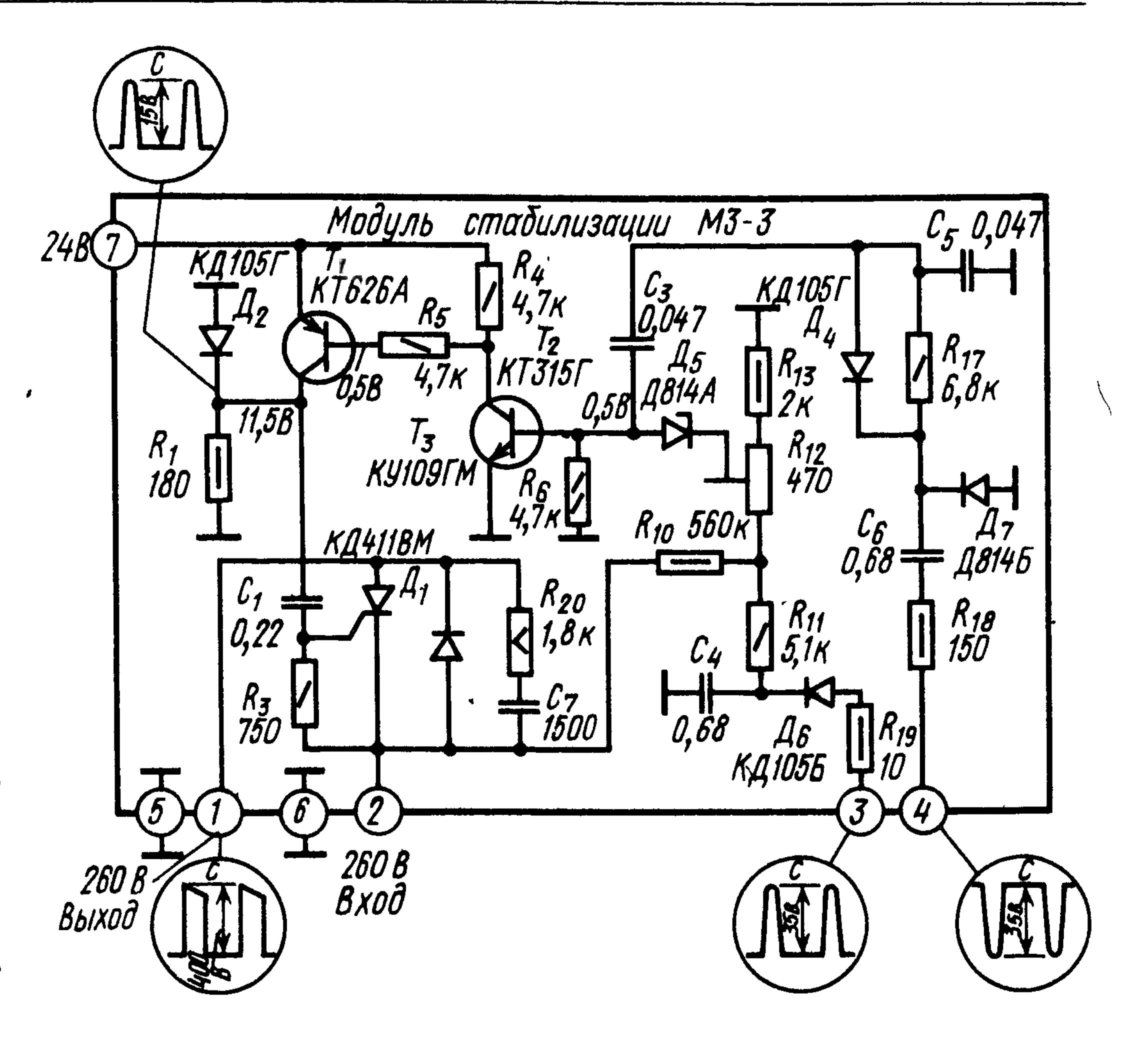


Рис. 3.67

питания, тем меньше размер изображения и напряжение на аноде кинескопа.

Если питающее напряжение 260 В увеличивается, то возрастает размах импульсов обратного хода, снимаемых с выходного строчного трансформатора и подаваемых на контакты *3* и *4* модуля стабилизации (см. рис. 3.67). При этом увеличивается постоянное напряжение на подвижном контакте переменного резистора R_{12}, поскольку одновременно возрастает напряжение, выпрямленное диодом $Д_6$, и напряжение, поступающее от источника 260 В через резистор R_{10}. В результате пилообразное напряжение, сформированное из импульсов обратного хода цепью $R_{18}C_6Д_7R_{17}C_5Д_4$, будет иметь на базе транзистора T_2 большую постоянную составляющую. Открывание транзисторов T_2 и T_1 и тиристора T_3 ускорится, доля энергии, возвращающейся из выходного каскада в источник питания 260 В, увеличится, что скомпенсирует увеличение горизонтального размера изображения, возникшее из-за роста напряжения 260 В.

При увеличении тока лучей кинескопа из-за возрастания нагрузки на выходной каскад строчной развертки уменьшаются амплитуда импульсов обратного хода и напряжение на аноде кинескопа. Снижение напряжения, выпрямленного диодом $Д_6$, замедляет открывание транзисторов T_2, T_1 и тиристора T_3. При этом энергия, возвращающаяся из выходного каскада строчной развертки в блок питания, уменьшается. Мощность, вырабатываемая выходным каскадом, растет, и уменьшение амплитуды импульсов обратного хода и напряжения на аноде кинескопа компенсируется.

Автоматическая подстройка частоты и фазы строчной развертки

При приеме слабых сигналов внутренние шумы телевизора и импульсные помехи накладываются на синхронизирующие импульсы и могут изменить

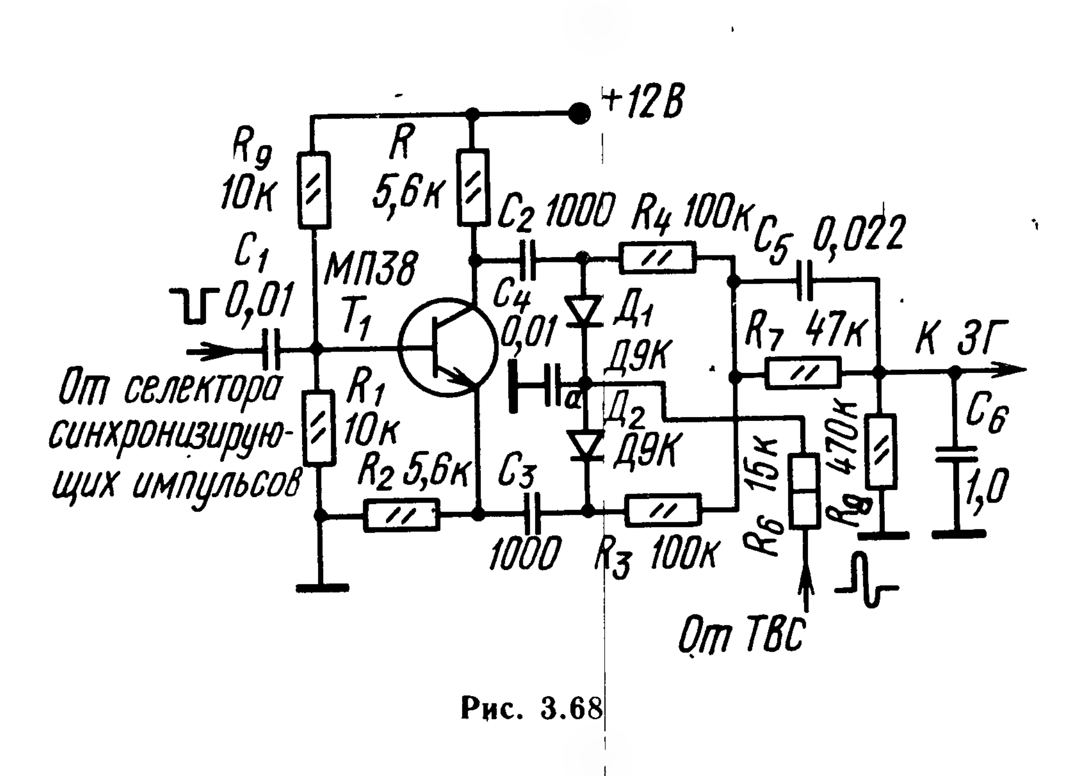


Рис. 3.68

их форму и амплитуду. В результате вертикальные линии в принятом изображении будут выглядеть изломанными, а четкость изображения будет понижена. Искажения кадровых синхроимпульсов меньше сказываются на качестве изображения, т. к. помехи отфильтровываются интегрирующей цепью, формирующей импульсы для синхронизации задающего генератора. Для улучшения качества изображения применяют помехоустойчивые цепи синхронизации строчной развертки, работающие по принципу АПЧиФ задающего генератора. В таких устройствах в результате сравнения частоты и фазы синхронизирующих импульсов с частотой и фазой импульсов от генератора развертки вырабатывается напряжение, управляющее частотой задающего генератора. В результате частота колебаний задающего генератора поддерживается равной частоте приходящих синхронизирующих импульсов.

Цепь АПЧиФ (рис. 3.68) содержит фазовый дискриминатор на диодах $Д_1$ и $Д_2$, вырабатывающий напряжение, пропорциональное разности фаз синхронизирующих импульсов, снимаемых с резисторов R_2 и R_3 нагрузки фазоинвертора на транзисторе T_1, и пилообразного напряжения от генератора развертки, сформированного цепью R_6C_4. Выработанное напряжение через фильтр $R_7C_5C_6$ подается на задающий генератор и управляет его частотой. Если синхронизирующие импульсы появляются в тот момент, когда пилообразное напряжение проходит через нулевое значение (рис. 3.69, *а*), то конденсаторы C_2 и C_3 заряжаются через открывающиеся диоды до одинаковых, но противоположных по знаку напряжений U_1 и U_2. В промежутках времени между синхронизирующими импульсами конденсаторы C_2 и C_3 медленно разряжаются соответственно через резисторы R_3, R_4, R_7, R_8 и R_2, R_3, R_7, R_8. В результате через резистор R_8 текут одинаковые и противоположные по знаку токи, и падение напряжения на нем окажется равным нулю.

Если частоты и фазы синхронизирующих импульсов и импульсов генератора развертки не совпадают, то синхронизирующие импульсы появляются не в тот момент, когда пилообразное напряжение в точке *а* на схеме 3.68 проходит через нуль. В результате при частоте генератора ниже нормальной (рис. 3.69,*б*) диод $Д_1$ открывается частью пилообразного напряжения, а диод $Д_2$ закрывается. При этом конденсатор C_2 заряжается до большего напряжения, а конденсатор C_3 — до меньшего. Токи разряда этих конденсаторов не компенсируются, и на резисторе R_8 появляется падение напряжения, которое поступает на задающий генератор и изменяет его частоту так, чтобы свести к нулю разность фаз синхронизирующих импульсов и колебаний генератора развертки. При частоте генератора выше нормальной (рис. 3.69,*в*) падение напряжения на резисторе R_8 имеет другой знак и частота задающего генератора понижается.

В одной из часто применяемых разновидностей цепи АПЧиФ роль фазоинвертора выполняет импульсный трансформатор $Тр_1$ (рис. 3.70,*а*). В другой (рис. 3.70,*б*), рассчитанной на работу с синхронизирующими импульсами одной полярности, диоды $Д_1$, $Д_2$ включены навстречу друг другу и заряжают конденсатор C_3. Пилообразное напряжение приложено к резисторам R_1 и R_2 и делится на них и диодах $Д_1$, $Д_2$ поровну. Если синхронизирующие импульсы появляются в тот момент, когда пилообразное напряжение проходит через нулевое значение, то заряд конденсатора C_3 равен нулю. Когда частота задающего генератора отличается от частоты синхронизирующих импульсов, напряжение на одном диоде, полученное вследствие суммирования части пилообразного напряжения с синхронизирующим импульсом, уменьшается, а на другом диоде — увеличивается. В результате в зависимости от знака отклонения частоты и фазы конденсатор C_3 заряжается напряжением той

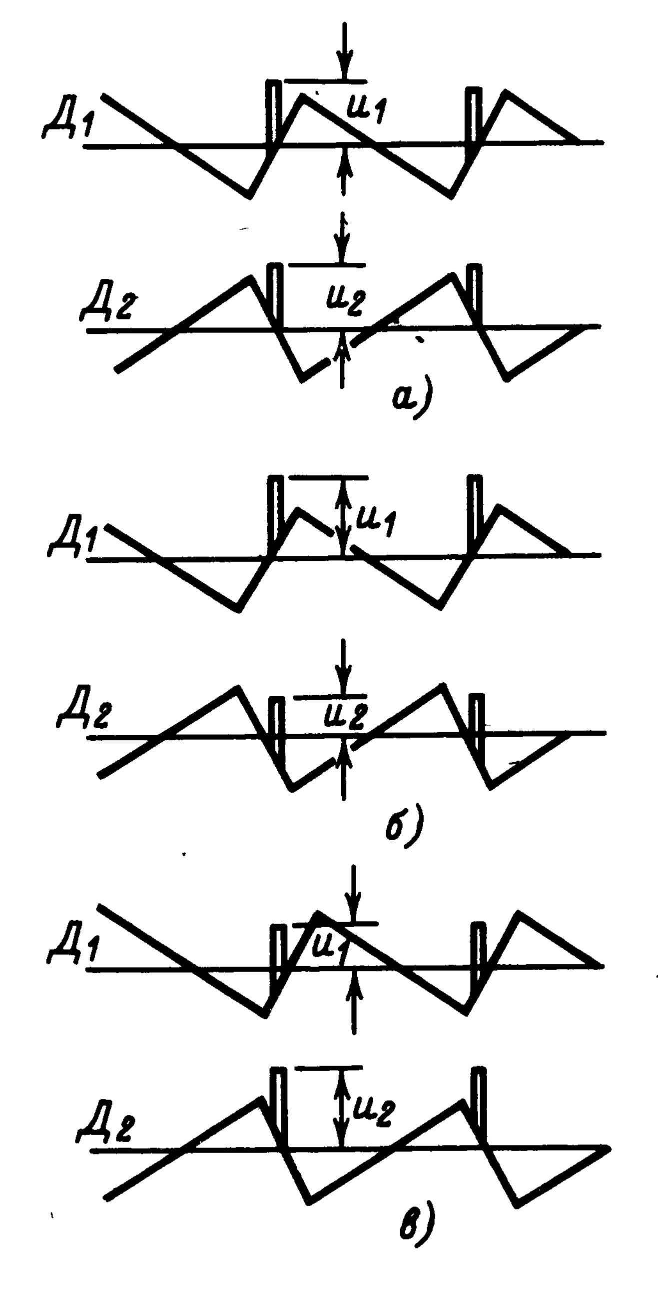


Рис. 3.69

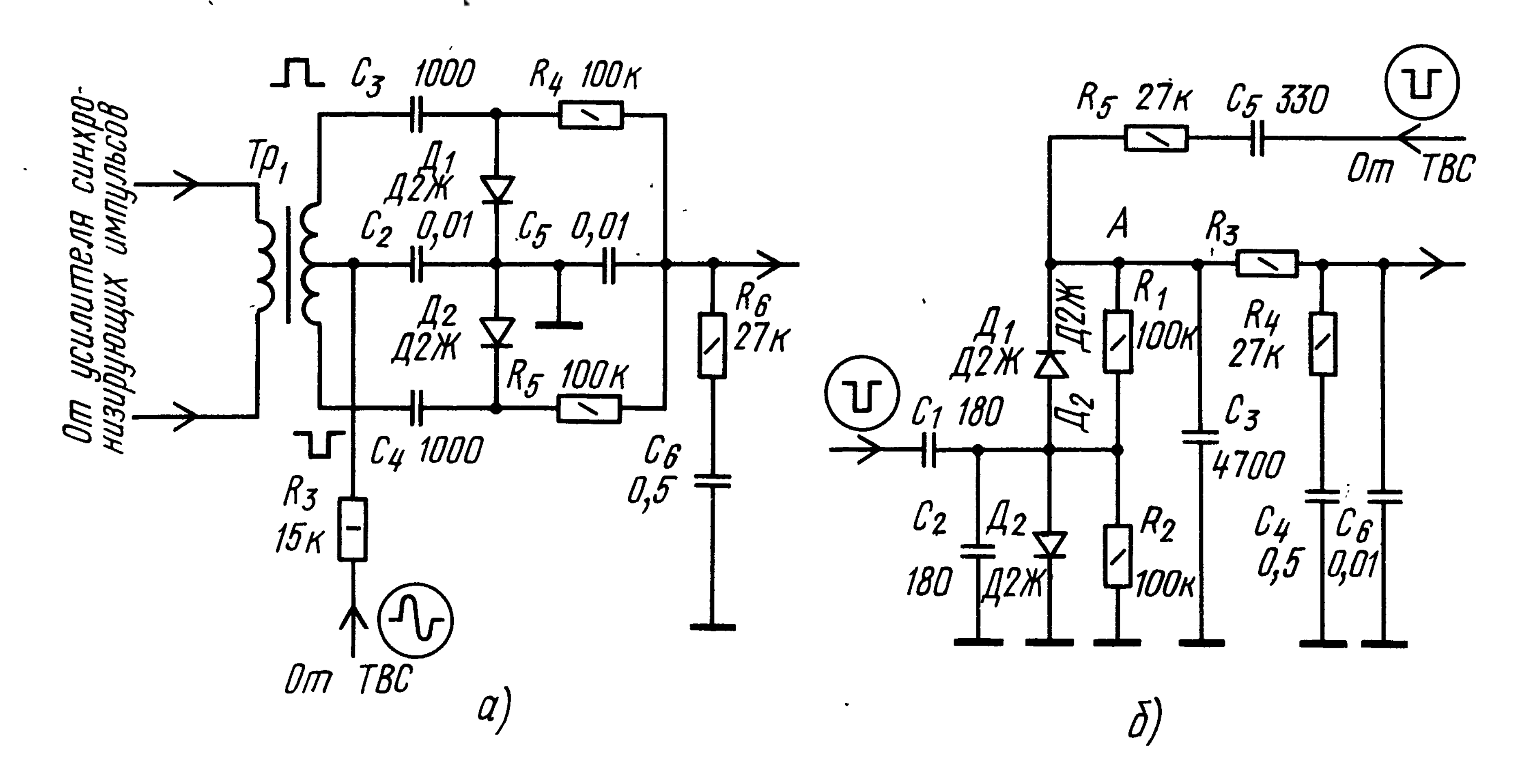


Рис. 3.70

или иной полярности. Это напряжение через фильтр $R_3R_4C_4C_6$ подается на задающий генератор и управляет его частотой.

Фильтр на выходе цепи АПЧиФ подавляет импульсные помехи и шумы и исключает проникновение их в цепи задающего генератора. При большой постоянной времени этого фильтра полоса схватывания цепи АПЧиФ сужается. В этом случае при значительном отличии частоты задающего генератора от частоты синхронизирующих импульсов автоматическое регулирование становится невозможным и частоту задающего генератора приходится подстраивать вручную. При малой постоянной времени указанного фильтра полоса схватывания шире, но увеличивается вероятность проникновения помех в цепи задающего генератора. От параметров цепи R_6C_4 (см. рис. 3.69), формирующей пилообразное напряжение, зависит сдвиг изображения по горизонтали в пределах полосы схватывания.

Если изображение сдвинуто вправо и правый его край завернут, то постоянную времени этой цепи надо уменьшить. При сдвиге изображения влево постоянную времени надо увеличить.

Из-за высокого уровня помех в переносных телевизорах постоянную времени фильтра на выходе цепи АПЧиФ делают большой, а для расширения полосы схватывания в некоторых случаях между цепью АПЧиФ и задающим генератором включают усилитель постоянного тока.

Двухступенчатая цепь АПЧиФ с автоматическим переключением фильтра на выходе обладает универсальными свойствами — широкой полосой схватывания и высокой степенью защиты от импульсных помех (рис. 3.71). В ней синхронизирующие импульсы от амплитудного селектора ($f_c\varphi_c$) сравниваются в фазовом дискриминаторе 1 с импульсами задающего генератора ($f_{ген}\varphi_{ген}$). Полученное управляющее напряжение через ФНЧ поступает на задающий генератор для коррекции его частоты и фазы. Крутизна частотной характеристики дискриминатора 1 и постоянная времени ФНЧ1 под воздействием переключающего каскада могут переключаться, принимая значения $S\Phi_{11}$, $S\Phi_{12}$ и $\tau_{11}\tau_{12}$.

При отсутствии синхронизации для расширения полосы схватывания нужна большая крутизна $S\Phi_{12}$ и малая постоянная τ_{11} ФНЧ1. Как только синхронизация произойдет, крутизна переключается на меньшую $S\Phi_{11}$, а постоянная времени — на бóльшую τ_{12}. Переключение выполняется автоматически с помощью детектора совпадений, напряжение на выходе которого появляется лишь при совпадении фаз синхронизирующих импульсов и импульсов обратного хода строчной развертки. При этом происходит открывание переключающих устройств в ФНЧ1 и фазовом дискриминаторе 1. Для повышения помехоустойчивости открывание осуществляется через ФНЧ2 и дополнительный переключающий каскад, представляющий собой пороговое устройство — триггер Шмитта.

Временной интервал между завершением процесса синхронизации и переключением крутизны дискриминатора 1, а также постоянной времени ФНЧ1 определяется постоянной времени ФНЧ2.

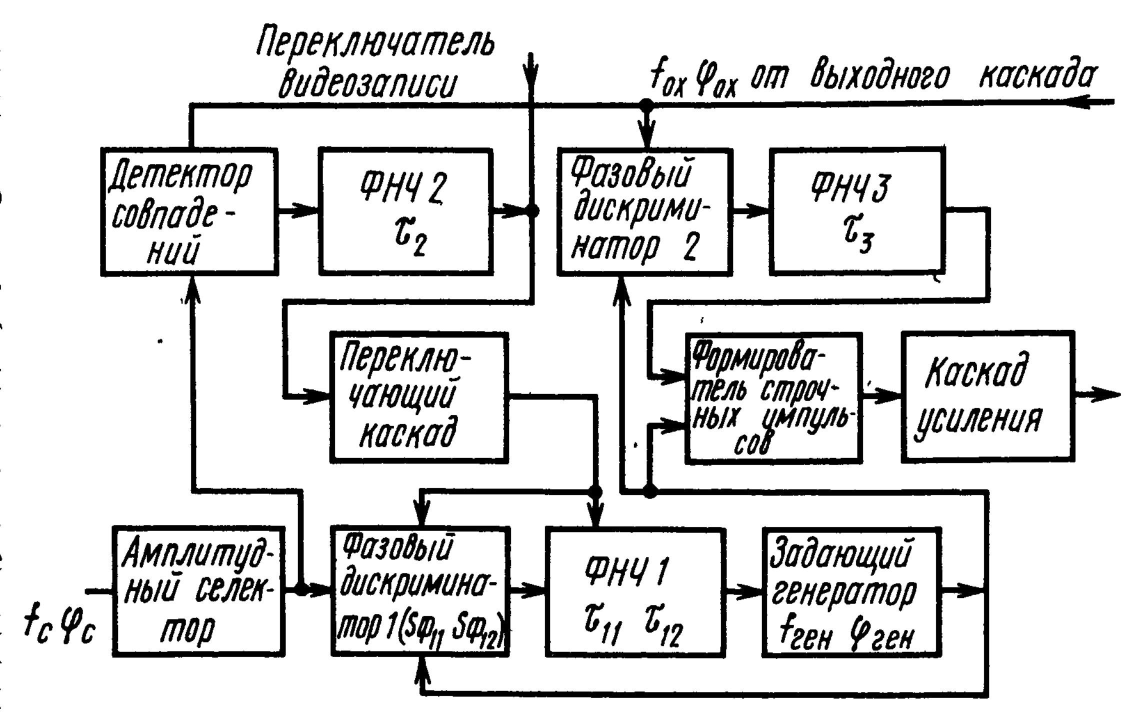


Рис. 3.71

Если телевизор используется для воспроизведения магнитной видеозаписи, то из-за колебаний скорости движения пленки можно ожидать большего отклонения частоты синхронизирующих импульсов. При этом устройство переключения необходимо отключить переключателем видеозаписи.

Все устройства, показанные на рис. 3.71, объединены в одной микросхеме К174АФ1, в которую входят также задающий генератор строчной развертки и формирователь строчных импульсов. Фазовый дискриминатор *2* и ФНЧ3 служат для создания опережения строчных импульсов относительно импульсов обратного хода, которое осуществляется в формирователе с одновременным изменением формы импульсов, управляющих оконечным каскадом, из пилообразной в прямоугольную. Указанное опережение необходимо для выходного каскада строчной развертки на тиристорах (см, стр. 144). Напряжение на выходе фазового дискриминатора *2* зависит от сдвига фаз между импульсами задающего генератора и импульсами обратного хода и позволяет устранить фазовые сдвиги, возникающие при изменении нагрузки выходного каскада.

Генераторы кадровой развертки

Пилообразный ток, образующий магнитное поле в катушках отклоняющей системы для создания движения луча кинескопа по экрану сверху вниз, имеет частоту 50 Гц. Этот ток вырабатывают генераторы кадровой развертки.

Генераторы кадровой развертки на транзисторах обычно состоят из задающего генератора, промежуточного усилителя и оконечного каскада (рис. 3.72). В качестве задающего генератора используется блокинг-генератор. В нем сильная ПОС из анодной цепи в сеточную создается унифицированным трансформатором $Тр_1$. Требуемая частота следования импульсов, блокинг-генератора устанавливается с помощью переменного резистора R_{18}. Параметры трансформатора и других элементов генератора выбираются такими, чтобы обеспечить требуемую частоту и длительность обратного хода развертки. Пилообразное напряжение формируется цепью $R_{15}C_1$. Чтобы относительно низкое входное сопротивление оконечного каскада не шунтировало эту цепь и не ухудшило линейность пилообразного напряжения, перед оконечным каскадом включен промежуточный усилитель на транзисторе T_2. Благодаря этому амплитуду пилообразного напряжения на конденсаторе C_1, являющегося частью экспоненты, можно сделать небольшой и достаточно линейной. Диод $Д_1$ защищает эмиттерный переход транзистора T_1 от отрицательных выбросов напряжения на обмотке трансформатора $Тр_1$.

Пилообразное напряжение из коллекторной цепи блокинг-генератора подается на делитель напряжения из резисторов R_2 — R_4. Амплитуда напряжения, поступающего на базу транзистора T_2 промежуточного усилителя, и, следовательно, вертикальный размер растра на экране плавно меняются с помощью переменного резистора R_2. Пилообразное напряжение сформированное в базовой цепи транзистора T_3 с помощью цепи из конденсатора C_7 и резисторов R_7R_8 преобразуется в пилообразно-импульсное напряжение. Положительные импульсы этого напряжения используются для закрывания транзистора T_3 оконечного каскада и резкого изменения отклоняющего пилообразного тока при обратном ходе кадровой развертки.

Линейный пилообразный ток в кадровых отклоняющих катушках можно получить, либо применив катушки с большой индуктивностью, либо используя напряжение такой формы, чтобы ток был линеен при не столь уж большой их индуктивности. Напряжение, которое надо подать для этого на базу транзистора T_3, должно иметь форму части параболы с вершиной, обращенной вверх.

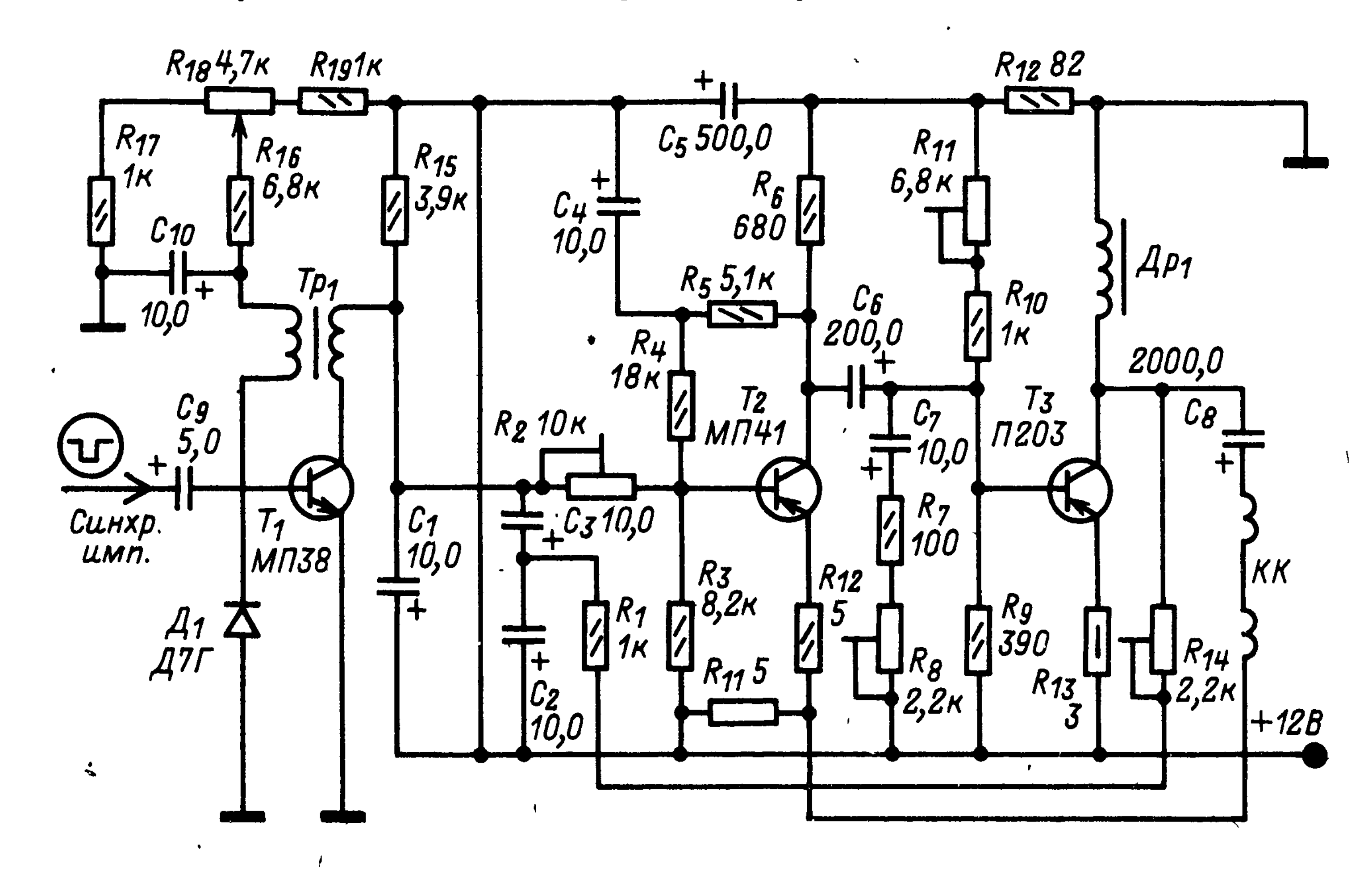


Рис. 3.72

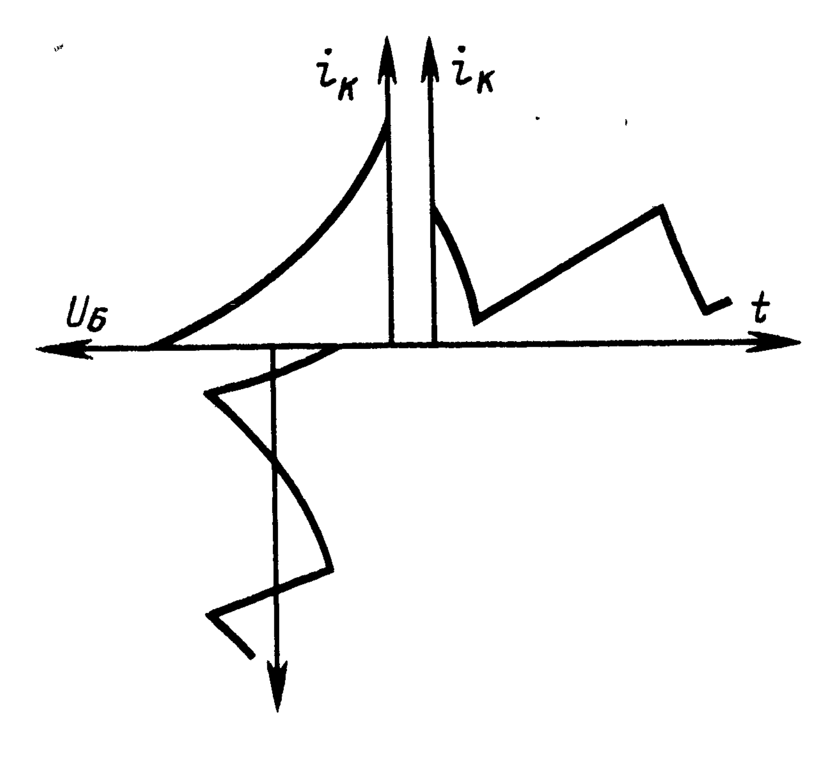


Рис. 3.73

Для получения необходимой линейности пилообразного тока на базу транзистора T_3 из его коллекторной цепи через цепь, состоящую из конденсатора C_2 и резисторов R_1 и R_{14}, подается напряжение ООС, изменяющееся по соответствующему закону. Глубина ООС регулируется переменным резистором R_{14} до получения равномерного (без сгущений и разрежений) расположения строк растра. Улучшение линейности достигается также при соответствующем выборе рабочей точки на характеристике транзистора T_3 (рис. 3.73).

Особенностью оконечного каскада на транзисторе T_3 является подключение кадровых отклоняющих катушек *КК* через конденсатор C_8 к коллекторной цепи этого транзистора, включенного по схеме с заземленным эмиттером. Дроссель $Др_1$ обеспечивает параллельное питание коллекторной цепи транзистора T_3. Благодаря отрицательной обратной связи из цепи отклоняющих катушек в цепь эмиттера транзистора T_2 (через резисторы R_{11} и R_{12}) амплитуда отклоняющего тока мало зависит от прогрева деталей.

Стабилизация кадровой развертки

Стабилизация кадровой развертки особенно необходима в телевизоре с взрывобезопасным кинескопом, имеющим прямоугольный экран с соотношением сторон 4 : 5. Так как согласно принятому стандарту передается изображение с соотношением сторон 3 : 4, то при совпадении верхней и нижней его кромок с соответствующими границами экрана указанных кинескопов боковые кромки изображения оказываются за пределами экрана и часть изображения пропадает. Если не применять стабилизации, то для компенсации возможного уменьшения размеров растра из-за падения напряжения сети, прогрева деталей и дрейфа параметров транзисторов придется увеличить размер изображения по вертикали и пропорционально еще больше увести боковые кромки изображения за пределы экрана кинескопа и потерять еще большую часть изображения.

Размер изображения по вертикали может изменяться из-за изменения амплитуды пилообразного напряжения на выходе задающего генератора (это происходит в результате изменения напряжения питания зарядной цепи и параметров транзисторов при их нагреве), а также из-за изменения параметров транзисторов промежуточного усилителя и оконечного каскада. Кроме того, амплитуда пилообразного тока в кадровых отклоняющих катушках может изменяться в результате изменения сопротивления этих катушек и обмоток ТВК при нагреве. В телевизорах с современными кинескопами из-за увеличения угла отклонения луча до 110° к отклоняющим катушкам подводится большая мощность. Это приводит к сильному нагреву катушек и заставляет принимать дополнительные меры для стабилизации размера изображения по вертикали.

Один из вариантов схемы стабилизированной кадровой развертки был приведен на рис. 3.72. Для того чтобы размер изображения по вертикали не зависел от перечисленных здесь причин, в цепь (см. рис. 3.72) введен ряд элементов, уменьшающих влияние дестабилизирующих факторов. Хорошую стабильность удается получить, используя для питания генератора кадровой развертки стабилизированный источник напряжения +12В. Повышение стабильности блокинг-генератора достигается также благодаря питанию зарядной цепи $R_{15}C_1$ от источника этого напряжения. Этим не только стабилизируется амплитуда пилообразного напряжения на конденсаторе C_1, но и улучшается стабильность частоты блокинг-генератора.

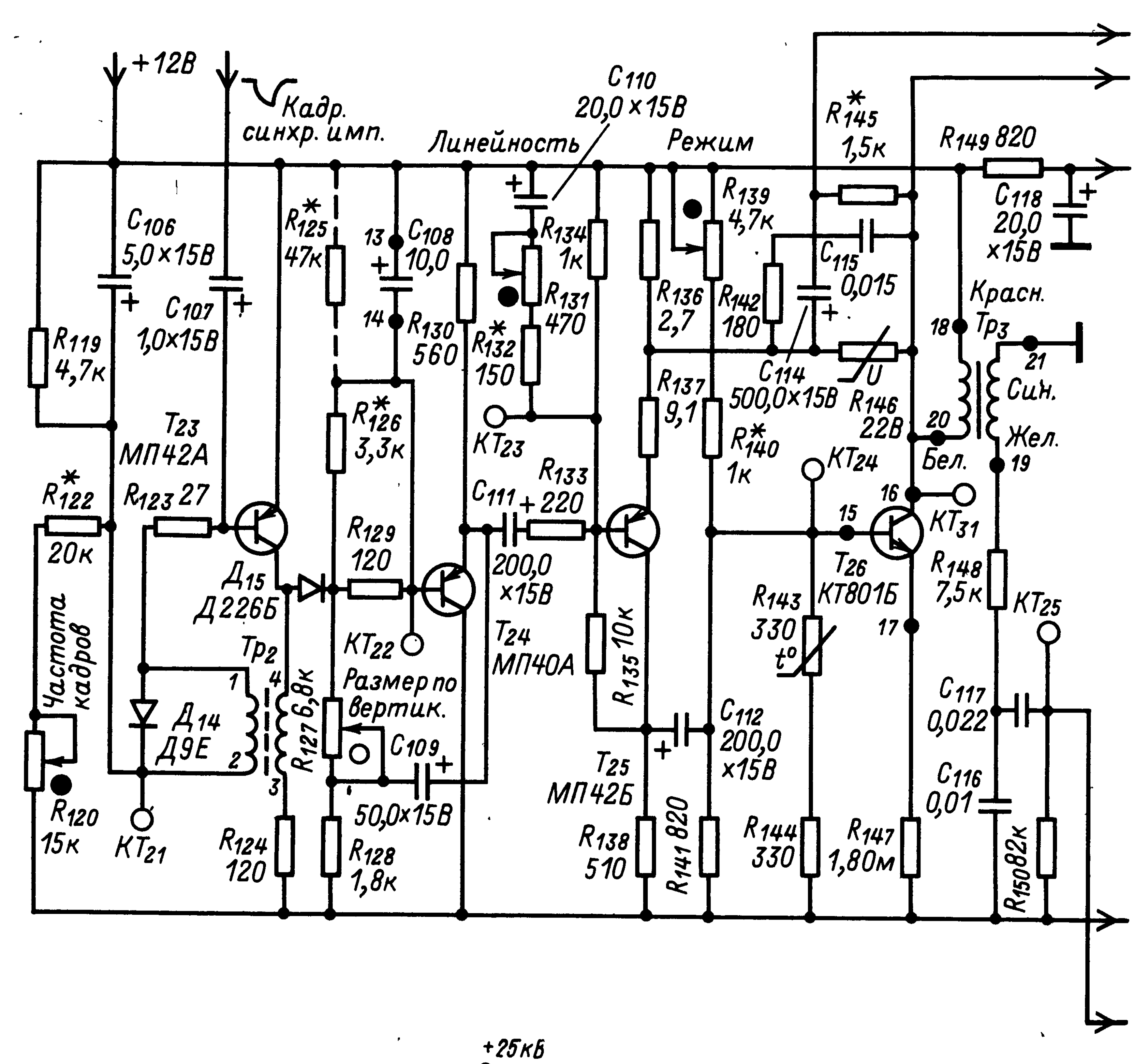
Цепь ООС $C_2R_{14}R_1$ с коллектора транзистора T_3 на базу транзистора T_2 и ООС по постоянному току из-за включения в цепь эмиттеров резисторов R_{11} — R_{13} стабилизируют режим транзисторов T_3 и T_2 и уменьшают влияние дрейфа их параметров и изменений питающего напряжения на мощность, отдаваемую оконечным каскадом в нагрузку.

Возрастание сопротивления отклоняющих катушек *КК* при нагреве компенсируется благодаря включению в их цепь резистора R_{11} и введения ООС по току в цепь эмиттера транзистора T_2 промежуточного усилителя. При нагреве сопротивление катушек *КК* увеличивается. В результате уменьшается ток в их цепи и в цепи ООС, что приводит к росту размаха коллекторного тока транзистора T_2 и к компенсации падения амплитуды тока в отклоняющих катушках.

Блок разверток телевизоров «Юность»

Примером компоновки цепей и узлов на транзисторах может служить блок развертки телевизоров серии «Юность», получивших большое распространение.

Блок содержит задающий блокинг-генератор на транзисторе T_{23} (рис. 3.74), промежуточный усилитель T_{24} — T_{25} и выходной каскад T_{26} кадровой развертки, задающий блокинг-генератор T_{27}, промежуточный согласующий каскад T_{28} и выходной каскад T_{29} строчной развертки.



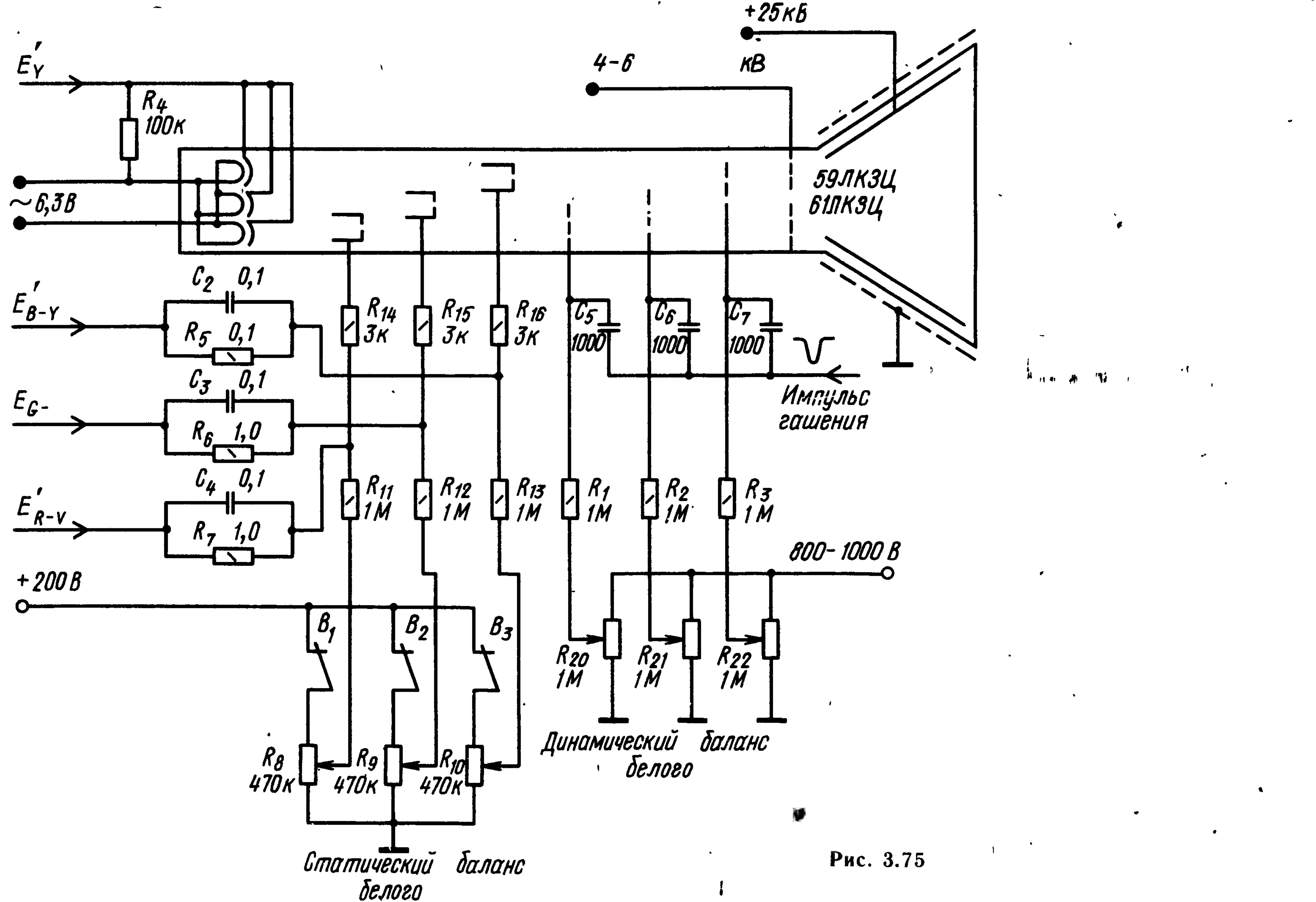


Рис. 3.75

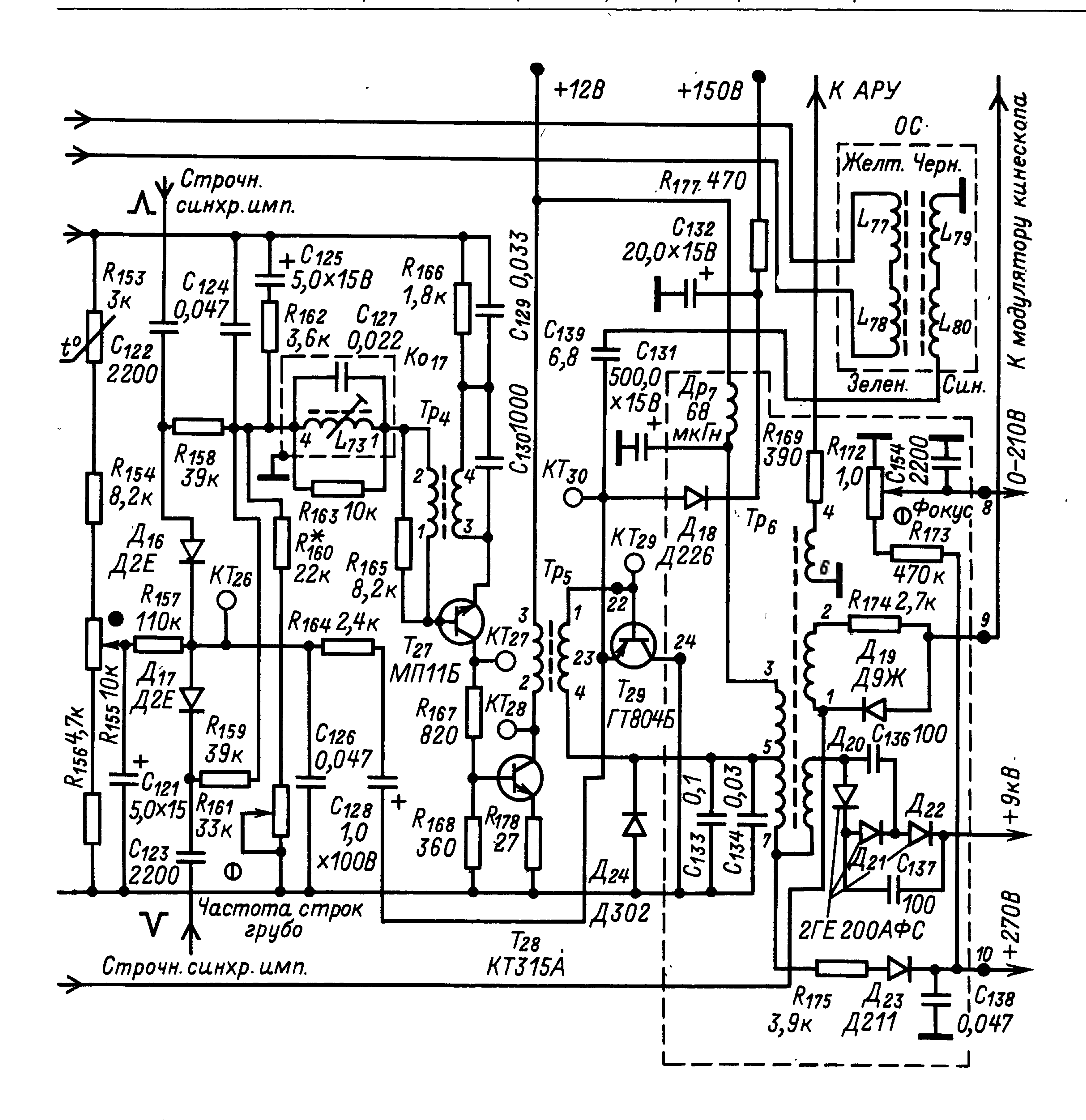


Рис. 3.74

Генератор кадровой развертки. Пилообразное напряжение кадровой развертки, полученное на конденсаторе C_{108}, после эмиттерного повторителя T_{24} через резистор R_{133} и C_{111} поступает в цепь базы транзистора T_{25}, где находится цепь регулировки линейности $C_{110}R_{131}R_{132}$. Сформированное напряжение из коллекторной цепи транзистора T_{25} поступает через конденсатор C_{112} на базу транзисторов T_{26}, включенного по схеме ОЭ. Режим этого транзистора устанавливается резисторами R_{139}, R_{140}, R_{141}, R_{144}, R_{147} и стабилизируется терморезистором R_{143}. Кадровые катушки отклоняющей системы включены в цепь коллектора транзистора T_{26} через конденсатор C_{114}, с которого также в цепь эмиттера транзистора T_{25} подается напряжение ООС. Варистор R_{146} ограничивает импульсное напряжение на коллекторе транзистора T_{26} и на первичной обмотке трансформатора $Тр_3$. Со вторичной обмотки трансформатора $Тр_3$ снимаются отрицательные импульсы, которые после формирования цепью $R_{148}R_{150}C_{117}C_{116}$ и добавления к ним строчных импульсов с обмотки *1—2* трансформатора $Тр_6$ подаются на модулятор кинескопа для гашения луча во время обратного хода по кадру и по строкам.

Генератор строчной развертки. Для повышения стабильности задающего блокинг-генератора в цепь базы транзистора T_{27} включен контур $L_{73}C_{127}$, настроенный на частоту около 18 кГц. В цепь базы этого транзистора от цепи АПЧиФ с диодами $Д_{16}$ и $Д_{17}$ через фильтр $R_{158}R_{159}C_{124}$ C_{125} подается регулирующее напряжение. Частота строк регулируется изменением режима транзистора T_{27} при помощи переменных резисторов R_{155} и R_{161}. Положительные импульсы строчной частоты из коллекторной цепи транзистора T_{27} подаются на базу транзистора T_{28}, работающего в трансформаторном усилителе. Усиленные импульсы через согласующий трансформатор $Тр_5$ подаются на базу транзистора T_{29} оконечного каскада строчной развертки. Трансформатор $Тр_5$ согласует низкое входное сопротивление транзистора T_{29} оконечного каскада с цепью коллектора

транзистора T_{28}. В эмиттерную цепь транзистора T_{29} включены: строчные отклоняющие катушки L_{79}, l_{80} с корректирующим конденсатором C_{139} и выходным строчным трансформатором высоковольтного блока $Тр_6$, вырабатывающим напряжения для питания электродов кинескопа и импульсные напряжения для цепей АРУ и АПЧиФ и цепи гашения обратного хода строчной развертки; цепь питания видеоусилителя с диодом $Д_{18}$ и конденсатором C_{132}; цепь демпфирования $Д_{24}C_{133}$ C_{134}, которая частично предохраняет транзистор T_{29} при случайных выбросах напряжения на коллекторе и выпрямитель с диодом $Д_{23}$ для питания цепей ускоряющего и фокусирующего электродов кинескопа.

Высокое напряжение (9 кВ) для питания анода кинескопа вырабатывается в высоковольтном блоке цепью умножения на селеновых столбиках $Д_{20}$ — $Д_{22}$.

Цепь включения кинескопа цветного телевизора

Схема включения цветных кинескопов 59ЛК3Ц и 63ЛК3Ц приведена на рис. 3.75. При ускоряющем напряжении до 25 кВ для удовлетворительной фокусировки напряжение на фокусирующем электроде должно быть 3—6 кВ.

Переменными резисторами R_8 — R_{10} регулируют начальные токи лучей и устанавливают статический баланс белого для выбранной яркости свечения экрана. Чтобы при регулировке яркости в широких пределах установленное соотношение сохранялось, необходимы различные приращения токов лучей при одинаковом изменении напряжения на катодах. Для этого крутизну характеристик прожекторов делают различной. Изменением напряжения на ускоряющих электродах при помощи переменных резисторов R_{20} — R_{22} варьируется крутизна характеристик прожекторов и устанавливается динамический баланс белого в широком диапазоне яркости свечения экрана.

Конденсаторы C_2 — C_4 шунтированы резисторами R_5 — R_7 для передачи постоянной составляющей цветоразностных сигналов. Гашение лучей на время обратного хода осуществляется подачей через конденсаторы C_5 — C_7 на ускоряющие электроды отрицательных импульсов. Тумблерами B_1 — B_3 отключают регуляторы статического баланса белого и поочередно закрывают прожекторы кинескопа во время налаживания телевизора.

Узел строчной развертки на транзисторах для цветных телевизоров на кинескопах 59ЛК3Ц и 61ЛК3Ц

Узел (рис. 3.76) состоит из двух устройств. Первое из них служит для создания отклоняющего тока необходимой формы в строчных катушках отклоняющей системы, второе — для получения стабилизированного напряжения питания 25 кВ второго анода кинескопа. Устройство формирования отклоняющего тока сотоит из парафазного усилителя на транзисторе T_1; цепи АПЧиФ на диодах $Д_2$ и $Д_3$; усилителя постоянного тока на транзисторе T_2; задающего блокинг-генератора с коллекторно-базовой связью на транзисторе T_3; буферного усилителя на транзисторе T_4 и выходного каскада на транзисторах T_5, T_6 и демпферном диоде $Д_6$.

С обмотки *III* трансформатора $Тр_1$ задающего генератора прямоугольные импульсы поступают на буферный усилитель. Резистор R_{21} ограничивает ток базы транзистора T_4. Нагрузкой усилителя служит трансформатор $Тр_2$, создающий импульсный ток в базах транзисторов T_5 и T_6, который открывает их до насыщения. Резистор R_{23} и диод $Д_5$ ограничивают положительный выброс напряжения на коллекторе транзистора T_4, когда он закрывается.

Выходные транзисторы T_5 и T_6 соединены последовательно. Нагрузкой выходного каскада служат: выходной строчный трансформатор $Тр_3$, отклоняющая система *ОС*, симметрирующая катушка L_3, регулятор линейности L_2 и трансформатор коррекции подушкообразных искажений растра $Тр_4$. Отклоняющая система подсоединена через регулятор линейности L_2 к коллектору транзистора T_5 и катоду демпферного диода $Д_6$. Параллельное включение строчных катушек *КС* отклоняющей системы позволяет применить симметрирующую катушку L_3, с помощью которой можно устранить перекрещивание строк красного и зеленого цветов.

Контур L_1C_{15} настроен на третью гармонику частоты свободных колебаний, возникающих в строчных катушках во время обратного хода луча по горизонтали, что снижает импульс напряжения обратного хода на транзисторах T_5, T_6 на 15—20% и уменьшает паразитные колебания отклоняющего тока в начале прямого хода лучей. Импульсное напряжение обратного хода равномерно распределяется с помощью конденсаторов C_{12}, C_{13} на транзисторах T_5 и T_6.

Параллельно строчным катушкам *ОС* и катушке L_3 подключены обмотки *I* и *II* трансформатора коррекции подушкообразных искажений растра $Тр_4$. Обмотка *III* этого трансформатора через катушку коррекции фазы L_4 соединена с кадровыми катушками *ОС*. Работа схемы коррекции подушкообразных искажений растра описана на стр. 170.

Центровка растра по горизонтали осуществляется с помощью узла центровки, состоящего из обмотки *III* трансформатора $Тр_3$, диодов $Д_7$, $Д_8$, конденсаторов C_{16}, C_{17}, резистора R_{26} и дросселя $Др_1$. С обмотки *I* трансформатора $Тр_3$ положительные импульсы обратного хода поступают в цепь АРУ, блок цветности, узел гашения обратного хода лучей по горизонтали, блок сведения лучей и генератор источника стабилизированного напряжения 25 кВ для питания второго анода, а также фокусирующего и ускоряющего электродов кинескопа.

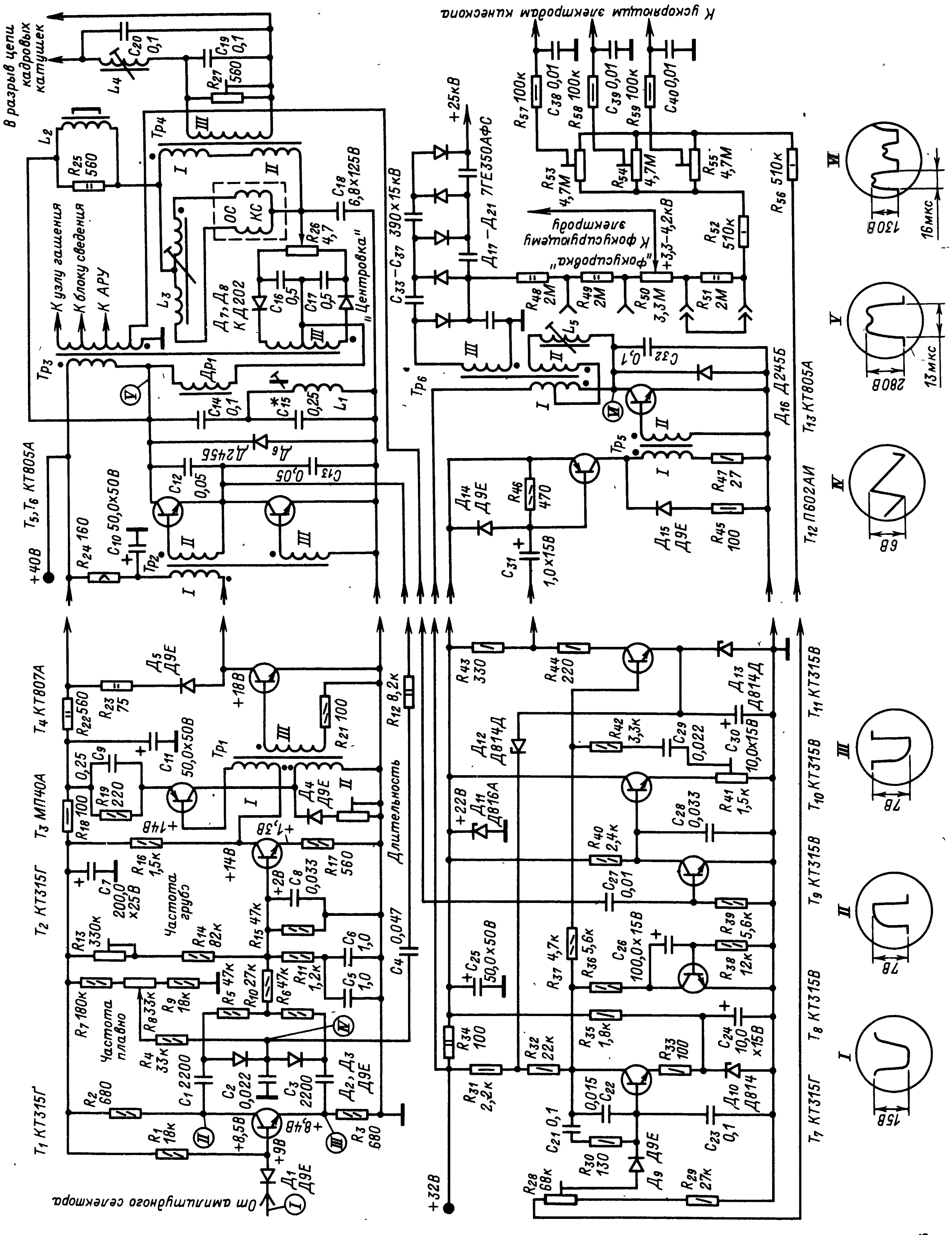

В разрыв цепи кадровых катушек
К ускоряющим электродам кинескопа
К узлу гашения
К блоку сведения
К АРУ
К фокусирующему электроду
"Фокусировка"
"Центровка"
Длительность
Частота грубо
Частота плавно
От амплитудного селектора
T₁ КТ315Г
T₂ КТ315Г
T₃ МП40А
T₄ КТ807А
T₅, T₆ КТ805А
T₇ КТ315Г
T₈ КТ315В
T₉ КТ315В
T₁₀ КТ315В
T₁₁ КТ315В
T₁₂ П602АИ
T₁₃ КТ805А
+40В
+32В
+25кВ

Рис. 3.76

В источнике стабилизированного напряжения на транзисторе T_7 собран усилитель постоянного тока, а на транзисторах T_9, T_{10} — каскад, формирующий пилообразное напряжение. На базу транзистора T_{11} каскада сравнения поступают постоянное напряжение питания с усилителя постоянного тока T_7 и пилообразное напряжение с каскада формирования — транзисторов T_9, T_{10}. С каскада сравнения T_{11} управляющие импульсы поступают на предоконечный каскад на транзисторе T_{12}, а с него — на выходной каскад — транзистор T_{13}.

Стабилизация высоковольтного напряжения при изменении токов лучей кинескопа осуществляется изменением длительности управляющего импульса на базе транзистора T_{13}. При изменении тока лучей или напряжения питания (32В) изменяется выпрямленное высокое напряжение. Через делитель из резисторов R_{48}—R_{56}, R_{28}, R_{29} часть этого напряжения поступает на базу транзистора T_7, эмиттер которого соединен с источником опорного напряжения на стабилитроне $Д_{10}$. Изменения напряжения на базе транзистора T_7 усиливаются и передаются на каскад сравнения T_{11}. Элементы $Д_9$, R_{30}, C_{21} — C_{23} служат для устранения самовозбуждения стабилизатора.

Нагрузкой выходного транзистора T_{13} является трансформатор $Тр_6$. Контур, образованный его обмоткой *III* и паразитными емкостями, настроен на третью гармонику частоты свободных колебаний, возникающих во время обратного хода лучей по горизонтали в контуре, образованном обмоткой *I* этого трансформатора, а также паразитными емкостями. Настройка осуществляется изменением связи между этими контурами с помощью сердечника катушки L_5. При этом возрастает КПД выходного каскада и снижается на 20 — 25% импульс напряжения при обратном ходе луча на коллекторе транзистора T_{13}, что повышает надежность его работы.

Умножитель напряжения собран на выпрямителях $Д_{17}$ — $Д_{21}$ и конденсаторах C_{33} — C_{37}. К первому звену умножителя (выпрямитель $Д_{17}$) подключен делитель (резисторы R_{48} — R_{56}, R_{28}, R_{29}), с которого снимается напряжение на фокусирующий и ускоряющий электроды кинескопа.

Нестабильность высокого напряжения при изменении напряжения питания от —10 до +6% и тока лучей кинескопа от 0 до 1 мА не более 4%.

Узел можно смонтировать на печатных платах. Транзисторы T_5, T_6 нужно установить на игольчатых радиаторах с площадью рассеяния 200 см^2 каждый, транзистор T_{13} — на радиаторе площадью 150 см^2. Трансформатор $Тр_6$, умножитель напряжения $Д_{17}$ — $Д_{21}$, C_{33} — C_{37} и делитель напряжения R_{48} — R_{56} следует установить вне плат.

Узел рассчитан на работу с отклоняющей системой ОС-90ЛЦ2. Регулятор линейности строк можно изготовить на базе РЛС-90ЛЦ2 или РЛС-110Л1, перемотав его по данным, приведенным в табл. 3.6, в которой указаны также намоточные данные всех катушек и трансформаторов. Конденсаторы C_{12} — C_{15}, C_{32} — МПО или К72П-6 на напряжение не менее 400 В, конденсатор коррекции нелинейных искажений C_{18} — К42-11; резисторы R_{48} — R_{52} — КЭВ-1, а R_{26} — серии ППЗ.

Таблица 3.6. **Намоточные данные деталей узла строчной развертки на транзисторах для цветного телевизора**

Обозначение по схеме	Сердечник	Обмотка	Число витков	Провод
$Тр_1$	М2000НМ1 Ш5×5	*I*	100	ПЭВ-2 0,12
		II	500	ПЭВ-2 0,12
		III	100	ПЭВ-2 0,12
$Тр_2$	М2000НМ1 Ш7×7	*I*	250	ПЭВ-2 0,2
	зазор 0,12 мм	*II*	18	ПЭВ-2 0,7
		III	18	ПЭВ-2 0,7
$Тр_3$	М2000НМ1 Ш7×7	*I*	5+35—60+10	ПЭВ-2 0,12
	зазор 0,2 мм	*II*	120	ПЭВ-2 0,64
		III	5+5	ПЭВ-2 0,64
$Тр_4$	М2000НМ1 Ш7×7	*I*	45	ПЭВ-2 0,41
	зазор 0,16 мм	*II*	45	ПЭВ-2 0,41
		III	180	ПЭВ-2 0,41
$Тр_6$	М3000НМС1-ПК26-13	*I*	15+12	ПЭВ-2 0,7
	зазор 1 мм	*II*	15	ПЭВ-2 0,47
		III	1700	ПЭВ-2 0,1
$Др_1$	М2000НМ1 Ш5×5		55	ПЭВ-2 0,41
L_1	М1500НМЗ-СС 4,5×17		20	ПЭЛШО 1,0
L_2	Ферритовый цилиндрический от РЛС-110Л1		40	ПЭВ-2 0,7
L_3	М1500НМЗ-СС 4,5×17		25+25	ПЭВ-2 0,7
L_4	М1500НМЗ-С 4,5×117		300	ПЭВ-2 0,47
L_5	М1500НМЗ-СС 4,5×17		30	ПЭВ-2 0,7

Примечания. 1. Трансформатор $Тр_5$ изготовляют по данным трансформатора $Тр_2$ без обмотки *III*.

2. Каждый слой и обмотки трансформатора изолируют: у $Тр_1$ — конденсаторной бумагой толщиной 0,02 мм; у $Тр_2$, $Тр_4$ — $Тр_6$ — то же, толщиной 0,05 мм; у $Тр_8$ — триацетатной пленкой толщиной 0,07 мм.

3. Ширина обмотки катушки L_3 — 5 мм, расстояние между обмотками — 10 мм.

Модуль синхронизации и управления строчной разверткой на микросхеме К174АФ1 телевизоров УПИМЦТ-61-II

В телевизорах УПИМЦТ-61-II формирование импульсов для синхронизации и управления выходным каскадом строчной развертки осуществляется в отдельном модуле М3-1 (А8́1). В этом модуле происходит ограничение синхронизирующих импульсов и разделение их на строчные и кадровые, генерирование импульсов с частотой строк, синхронизация задающего генератора посредством цепи АПЧиФ, усиление и формирование прямоугольных импульсов длительностью 5—8 мкс для управления выходным каскадом строчной развертки на тиристорах (описан на стр. 144).

В модуле (рис. 3.77) применена микросхема $МС_1$ типа К174АФ1, в которой содержится двухступенчатая цепь АПЧиФ с автоматическим переключением постоянной времени ФНЧ (см. стр. 149 и рис. 3.71). Транзисторы T_1 и T_2 работают в каскадах формирования и усиления управляющих импульсов. На контакт 7 модуля подается смесь синхронизирующих импульсов положитель-

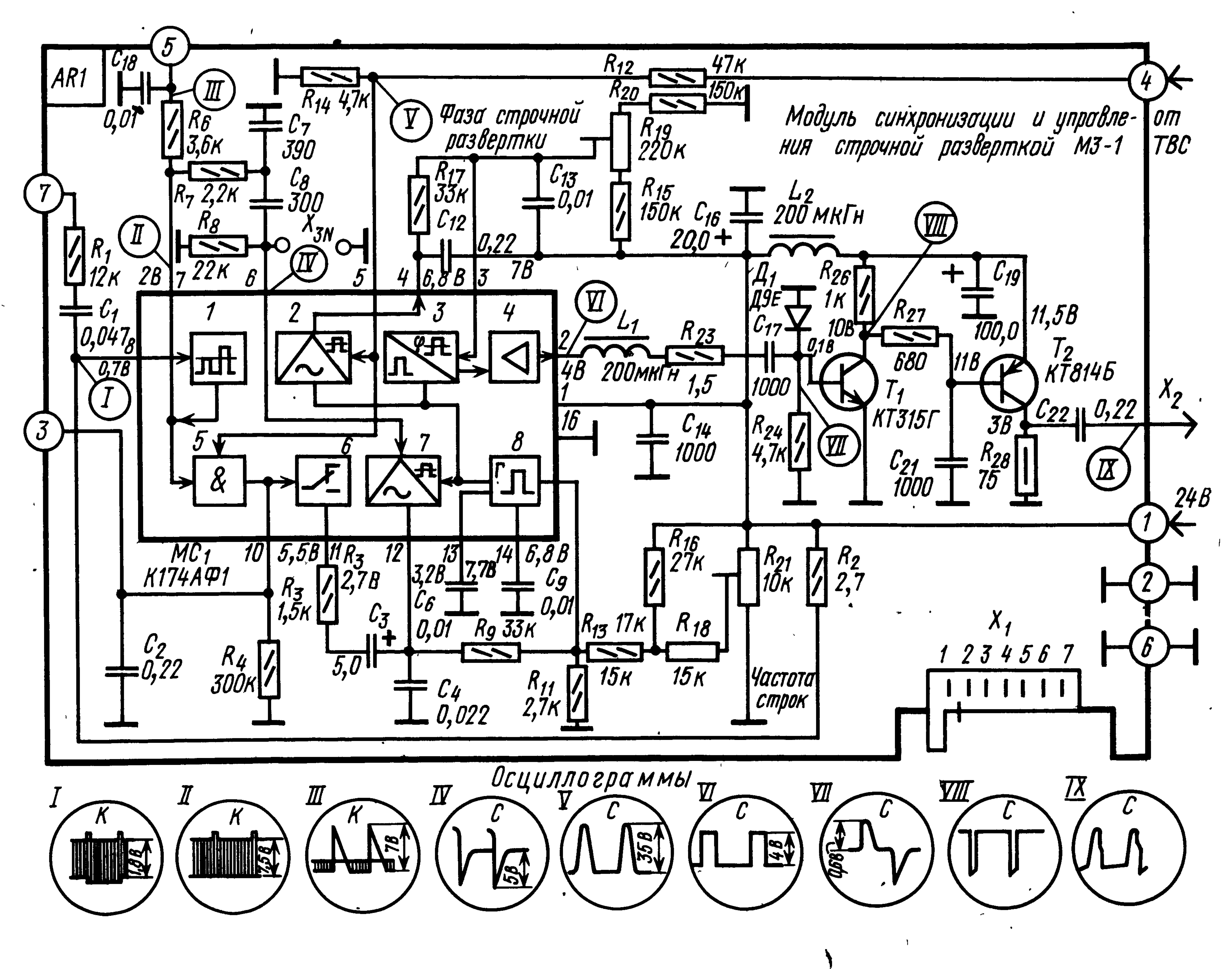


Рис. 3.77

ной полярности от предварительного амплитудного селектора (см. стр. 140 и рис. 3.53).

После ограничения в основном селекторе *1* синхронизирующие импульсы выводятся из MC_1 через вывод *7* и разделяются цепями R_6C_{18} и $R_7C_7C_8R_8$ соответственно на кадровые и строчные. Кадровые синхронизирующие импульсы через контакт *5* модуля подаются на модуль кадровой развертки (см. стр. 159 и рис. 3.79). Строчные синхронизирующие импульсы поступают на фазовый дискриминатор *7* микросхемы MC_1, на который подаются также импульсы, вырабатываемые задающим генератором строчной развертки *8* в MC_1. Частота колебаний этого генератора определяется емкостью конденсатора C_9, сопротивлением постоянных резисторов R_{11}, R_{13}, R_{16}, R_{18} и сопротивлением переменного резистора R_{21}, который позволяет регулировать частоту изменением тока, поступающего на вывод *15* микросхемы MC_1.

На выходе фазового дискриминатора (вывод *12* MC_1) образуется импульсный ток, величина и направление которого зависят от разности фаз импульсов задающего генератора *8* и синхронизирующих импульсов. Из этого импульсного тока ФНЧ, состоящий из элементов C_4, R_9, C_3, R_3 и внутреннего сопротивления переключающего устройства *6*, формирует напряжение, поступающее на вывод *15* микросхемы MC_1 для коррекции частоты и фазы колебаний задающего генератора *8*. На детектор совпадений *5*, управляющий переключающим устройством *6*, подаются два сигнала: строчные синхронизирующие импульсы с вывода *7* и с делителя $R_{14}R_{12}$ — импульсы обратного хода. Цепь R_4C_2 является ФНЧ и нагрузкой детектора совпадений. Когда синхронизация осуществлена напряжением, образованным на выходе ФНЧ2, устройство *6* переключается и в ФНЧ1 включаются элементы C_3R_3, увеличивающие его постоянную времени до τ_{12} (см. стр. 149 и рис. 3.71). Цепь автоматического переключения постоянной времени ФНЧ1 можно отключить, замыкая контакт *3* модуля через внешний выключатель на корпус.

Пилообразные импульсы от задающего генератора *8* поступают на пороговое устройство *3* — формирователь строчных импульсов. На выходе устройства *3* формируются прямоугольные импульсы длительностью 20 мкс, срез которых совпадает со срезом импульсов задающего генератора *8*, а положение переднего фронта зависит от напряжения, поступающего на вывод *3* MC_1. Это напряжение изменяется вручную переменным резистором R_{19} и автоматически при

помощи фазового дискриминатора *2*, на который поступают импульсы задающего генератора *8* и через делитель $R_{12}R_{14}$ — импульсы обратного хода, сформированные оконечным каскадом строчной развертки на тиристорах. Из переднего фронта импульса на выходе *2* MC_1 дифференцирующей цепью $L_1R_{23}C_{17}R_{24}$ формируются импульсы длительностью 5—8 мкс. Эти импульсы после усиления транзисторами T_1 и T_2 через соединитель X_1 подаются на управляющий электрод тиристора обратного хода (см. стр. 144 и рис. 3.64). Таким образом, вручную и автоматически регулируется необходимое фазовое опережение импульсов, управляющих оконечным каскадом строчной развертки, и устраняется горизонтальный сдвиг изображения на экране при изменении его яркости.

Узел кадровой развертки на транзисторах для цветного телевизора

Узел кадровой развертки с бестрансформаторным выходом (рис. 3.78) предназначен для цветных телевизоров с кинескопами 59ЛКЗЦ и 61ЛКЗЦ и обеспечивает нелинейность искажения по вертикали не более 7—10%; нестабильность размера изображения по вертикали при самопрогреве телевизора не более 3%; смещение изображения регулировкой «Центровка» вверх и вниз в пределах 25 мм. Потребляемая мощность составляет около 8 Вт.

Задающий генератор, вырабатывающий пилообразно-импульсное напряжение, состоит из мультивибратора с последовательно включенными по постоянному току транзисторами T_1 и T_2 и отдельного разрядного каскада на транзисторе T_3. Длительность прямоугольных импульсов, снимаемых с мультивибратора, можно изменять от 0,7 до 1,2 мс переменным резистором R_9. В генераторе предусмотрена регулировка симметрии расположения в растре смежных строк при чересстрочной развертке с помощью переменного резистора R_1.

С задающего генератора пилообразно-импульсное напряжение через эмиттерный повторитель на транзисторе T_4 поступает на усилитель мощности, который содержит предварительный каскад усиления на транзисторе T_5, и выходной усилитель. Предварительный каскад охвачен ООС по постоянному току благодаря включению резистора R_{20} в цепь эмиттера транзистора T_5, что улучшает температурную стабилизацию его рабочей точки.

Выходной усилитель — бестрансформаторный, двухтактный с несимметричными входом и выходом на транзисторах T_7 — T_{10}. Он работает в режиме АВ с небольшим напряжением смещения для получения необходимой линейности изображения по вертикали в середине экрана кинескопа.

Связь между симметрирующим (транзисторы T_7 и T_8) и выходным (T_9 — T_{10}) каскадами усилителя мощности непосредственная. Для температурной стабилизации усилителя служит термокомпенсирующий транзистор T_6, который расположен вблизи мощного транзистора T_{10}.

Нагрузкой кадровой развертки являются кадровые катушки *КК* унифицированной отклоняющей системы ОС-90ЛЦ2. Терморезисторы, соединенные последовательно с кадровыми катуш-

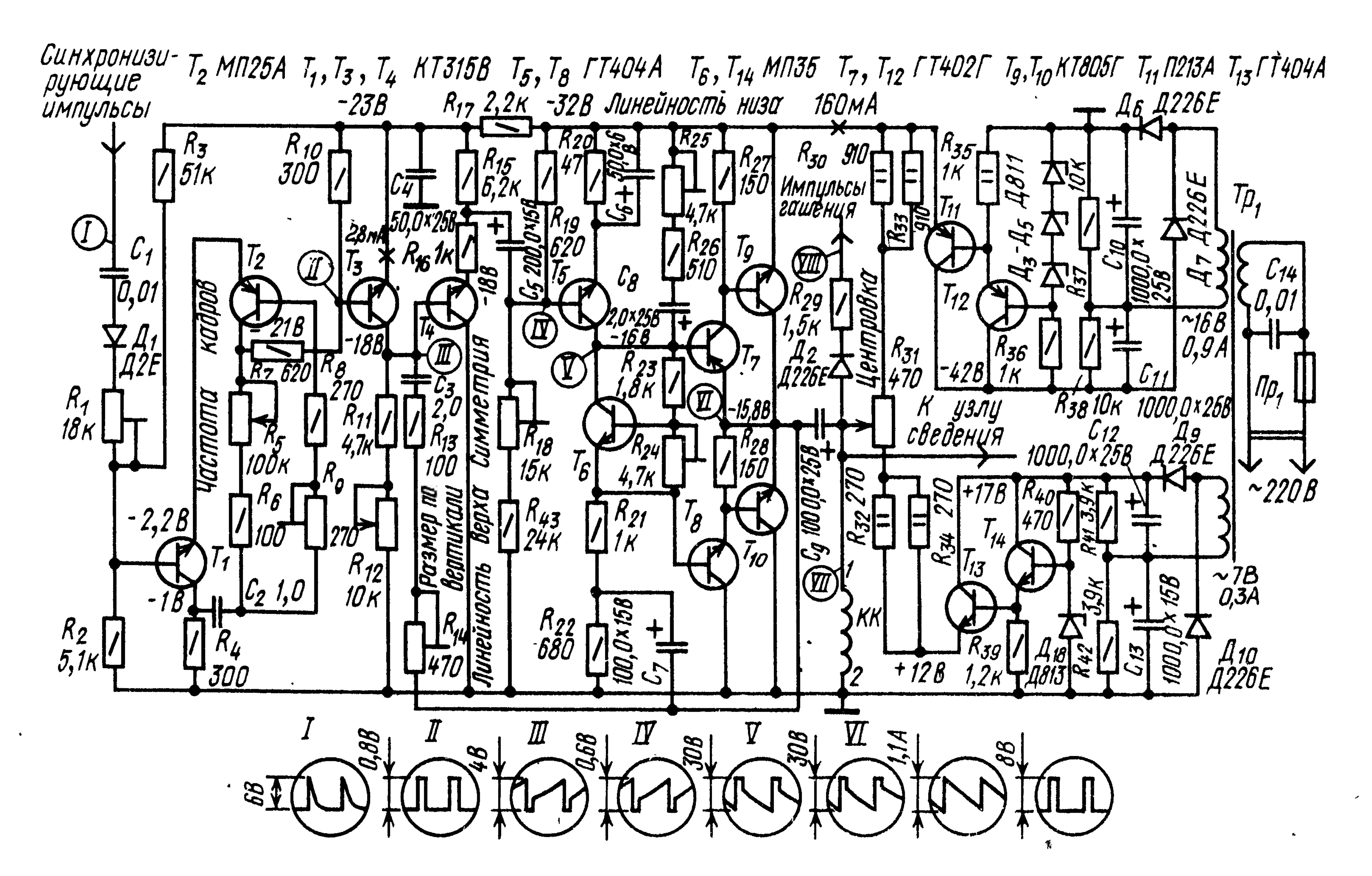


Рис. 3.78

ками, в отклоняющей системе не используются. Кадровые катушки подключены к выходу усилителя мощности через разделительный конденсатор C_9, емкость которого влияет на линейность изображения. Способ коррекции подушкообразных искажений описан на стр. 170.

Для линеаризации развертки используется емкостная обратная связь, охватывающая весь усилитель мощности. Полученное на выходе пилообразное напряжение интегрируется и подается на вход эмиттерного повторителя T_4. После интегрирования получается напряжение, изменяющееся по параболическому закону, благодаря чему уменьшается скорость изменения экспоненциального напряжения на базе транзистора T_4, образующегося в результате работы разрядного каскада.

Способ гашения обратного хода зависит от выбранной схемы видеоусилителя. Если видеоусилитель собран на транзисторах (см. рис. 3.37), то импульсы гашения обратного хода через диод $Д_2$ и резистор R_{29} должны быть поданы на эмиттер транзистора оконечного каскада видеоусилителя. Импульсы гашения обратного хода можно подать на ускоряющие электроды кинескопа, но через усилитель импульсов гашения.

Для устранения взаимных помех от кадровой развертки и УЗЧ питание узла осуществляется через два независимых стабилизатора напряжения на транзисторах T_{11}, T_{12} и T_{13}, T_{14}. Выпрямители собраны по схеме с удвоением напряжения на диодах $Д_6$, $Д_7$ и $Д_9$, $Д_{10}$. При изменении напряжения на $\pm 10\%$ от номинального выходное напряжение стабилизаторов изменяется не более чем на 0,5%.

Все детали узла кадровой развертки можно расположить на одной печатной плате, кроме транзистора T_{10} и переменных резисторов R_5, R_{12} и R_{31}. Транзистор T_{10} следует расположить на шасси телевизора в месте, не подвергающемся нагреву со стороны других деталей. Специального подбора пар транзисторов T_7, T_8 и T_9, T_{10} не требуется. Из имеющихся в наличии транзисторов желательно транзисторы с большим коэффициентом передачи тока поставить на место T_7 и T_9.

Все постоянные резисторы в блоке — МЛТ. Переменные резисторы R_1, R_9, R_{14}, R_{18}, R_{24} и R_{25} — СП-3-16 или СПО-0,5 и R_{12} — типа СП-2А; R_{31}— типа ППЗ-11. Конденсатор C_1 — БМТ-2; C_2 — МБМ; C_3 — МБГО-2; C_4 — C_{13} — К50-6 или К50-3. Диод $Д_1$ может быть серий *Д2* или *Д9* с любым буквенным индексом; $Д_2$, $Д_6$, $Д_7$, $Д_9$ и $Д_{10}$ — Д226Д или Б, $Д_3$, $Д_4$ и $Д_5$ — Д811 или Д814Г; $Д_8$ — Д813 или Д814Д. Транзисторы T_1, T_3 и T_4 — КТ315В или КТ312Б; T_5, T_8 и T_{13} — ГТ404А или КТ602Г; T_7, T_{12} — ГТ402Г или ГТ403Б; T_9 и T_{10} — КТ805Б или КТ807Б; T_6 и T_{14} — МП35 — МП38. Для транзисторов T_9, T_{10} и T_{11} нужно использовать радиаторы из дюралюминия Д16Т, окрашенные в черный цвет. Площадь радиатора для транзистора T_9 должна составлить не менее 50 см^2, для транзисторов T_{10}, T_{11} — 100 см^2. Данные трансформатора $Тр_1$ зависят от способа питания других блоков телевизора.

Модуль кадровой развертки и модуль коррекции геометрических искажений растра телевизоров УПИМЦТ-61-II

Модуль кадровой развертки М3-2-2 (AR2) выполнен на транзисторах (рис. 3.79) и содержит усилитель-ограничитель кадровых синхронизирующих импульсов — T_1 и T_2, задающий генератор — T_3 и T_4, дифференциальный усилитель — T_6 и T_7, парафазный усилитель — T_8 и выходной каскад — T_9 и T_{11}. На контакт *2* модуля подаются кадровые синхронизирующие импульсы, сформированные в модуле синхронизации и управления строчной разверткой М3-1 (см. рис. 3.77). В цепи $Д_3R_1C_2R_{10}$ эти импульсы дополнительно интегрируются. Диод $Д_3$ препятствует проникновению в задающий генератор импульсов собственных шумов телевизора, что позволяет избавиться от хаотических изменений размера растра по вертикали при отсутствии принимаемого сигнала.

В качестве задающего генератора используется мультивибратор с коллекторно-базовыми связями — кондуктивной (база T_3 — коллектор T_4) и емкостной (конденсатор C_4). Частота колебаний мультивибратора определяется постоянной времени разряда конденсатора C_4 через резисторы R_8, R_9 и переходы транзистора T_3.

На конденсаторах C_5 — C_7 формируется пилообразное напряжение в результате заряда их во время прямого хода через резисторы R_{12} и R_{13} и быстрого разряда через диод $Д_1$ и переходы транзистора T_4 во время обратного хода развертки. Так как у кинескопов с углом отклонения 90° скорость луча на краях экрана больше, изображение сжимается в центре и растягивается на краях. Для компенсации этих искажений скорость нарастания пилообразного тока в начале и в конце периода должна замедляться, т. е. ток должен иметь форму буквы S. Такая коррекция осуществляется с помощью ПОС по току, в которой сигнал снимается с резистора R_{39}, включенного в цепь кадровых отклоняющих катушек, и подается в зарядную цепь с конденсаторами C_5 — C_7. С этих конденсаторов сформированное пилообразное напряжение через конденсатор C_8 подается на инвертирующий вход дифференциального усилителя на транзисторах T_6 и T_7.

На неинвертирующий вход дифференциального усилителя с резистора R_{39} через конденсатор C_{12} подается напряжение ООС по переменному току и через резистор R_{33} со средней точки выходного каскада — по постоянному току. Таким образом, кадровая развертка стабилизируется благодаря ООС по постоянному и переменному току, создаваемой при помощи дифференциального усилителя.

Дифференциальный усилитель согласует выходное сопротивление задающего генератора с

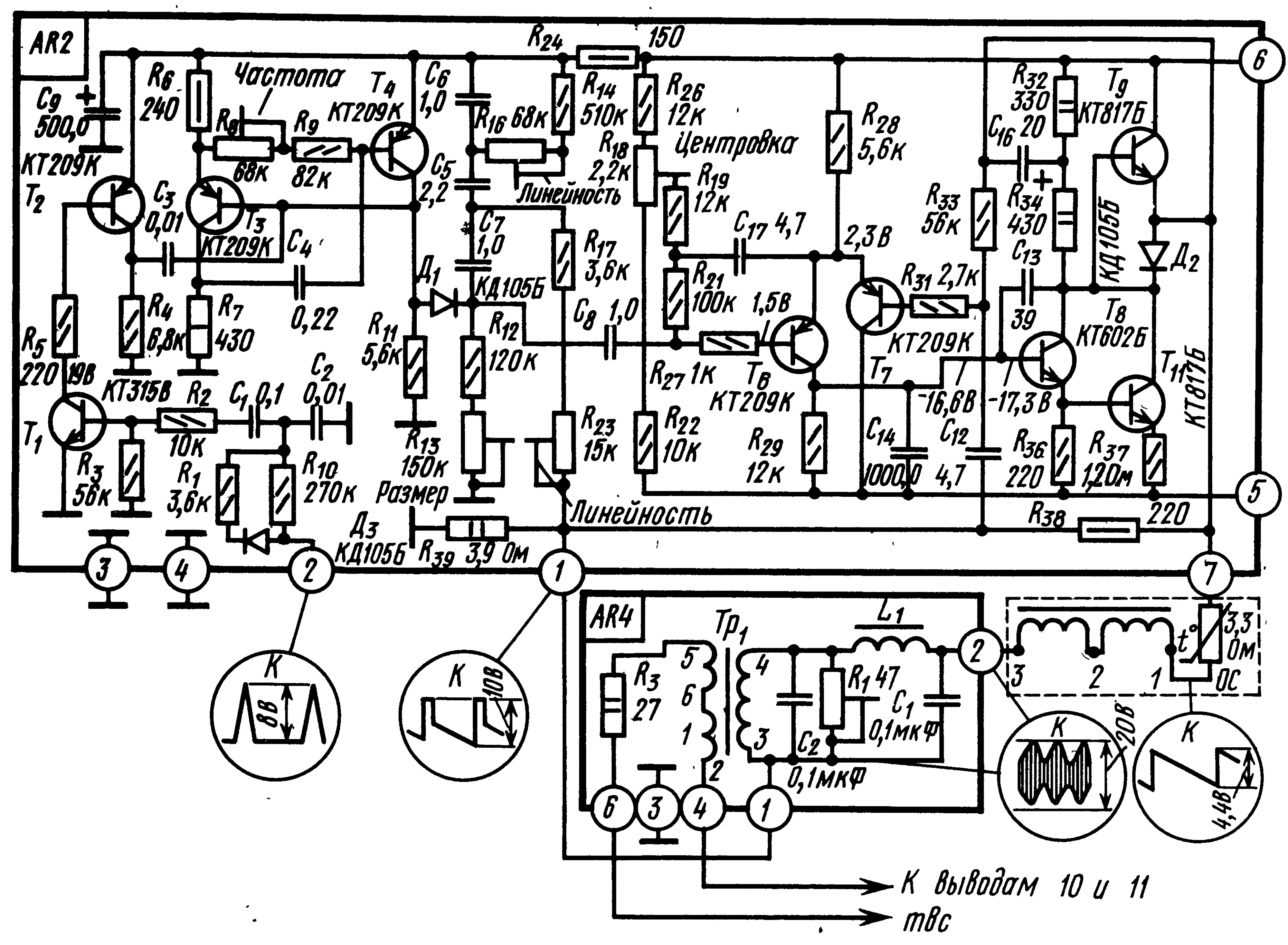


Рис. 3.79

входным сопротивлением парафазного усилителя на транзисторе T_8. В коллекторную нагрузку этого транзистора через конденсатор C_{16} вводится напряжение ПОС для уменьшения длительности обратного хода кадровой развертки.

В двухтактном бестрансформаторном выходном каскаде на транзисторах T_9 и T_{11} диод $Д_2$ улучшает четкость переключения транзисторов. Падение напряжения на этом диоде под действием тока транзистора T_{11} дополнительно закрывает транзистор T_9. Кадровые отклоняющие катушки ОС с терморезистором являются нагрузкой выходного каскада. Последовательно с этими катушками включены регулятор фазы L_1 и обмотка 4 — 3 трансформатора $Тр_1$ цепи коррекции геометрических искажений (см. стр. 170). Сопротивление резистора R_{38} значительно меньше, чем индуктивное сопротивление всех перечисленных катушек на частоте строчной развертки, и благодаря включению этого резистора значительно уменьшаются строчные наводки.

Каскады на транзисторах T_6 — T_9 и T_{11} связаны по постоянному току. Поэтому центровка изображения по вертикали осуществляется изменением среднего тока выходных транзисторов при помощи переменного резистора R_{18}, включенного в цепь базы транзистора T_6. В этом случае цепь центровки с резистором R_{18} потребляет небольшую мощность, а ток центровки через кадровые отклоняющие катушки стабилизируется за счет ООС, создаваемой при помощи дифференциального усилителя на транзисторах T_6 и T_7.

Отклоняющие системы

Отклоняющие системы содержат две пары катушек. Одна пара используется для отклонения луча по строкам, другая — для отклонения по кадрам. Катушки намотаны на тороидальный ферритовый сердечник седловидного сечения. Для эффективного отклонения луча на углы 90 и 110° строчные отклоняющие катушки размещаются частично на горловине и частично на конусообразной вершине колбы кинескопа, поэтому они имеют седлообразную форму. Кадровые отклоняющие катушки — тороидальной формы. Каждая из них намотана на половину тороидального ферритового сердечника.

Отклоняющая система ОС-110П2 разработана для телевизоров на транзисторах с кинескопами 50ЛК1Б и 61ЛК1Б с углом отклонения луча 110°. Нагрузка, создаваемая кадровыми и строчными отклоняющими катушками, хорошо согласуется с выходными каскадами строчной и кадровой развертки на транзисторах (см. рис. 3.63 и 3.72). Схема соединения катушек и подключения их к контактам отклоняющей системы приведена на рис. 3.80.

Отклоняющие системы ОС-90П3 и ОС-90П4 предназначены для портативных транзисторных телевизоров серии «Юность» с кинескопами 23ЛК9Б, 23ЛК16Б и 31ЛК4Б с углом отклонения луча 90°. Для лучшего согласования нагрузки, создаваемой катушками отклоняющей системы

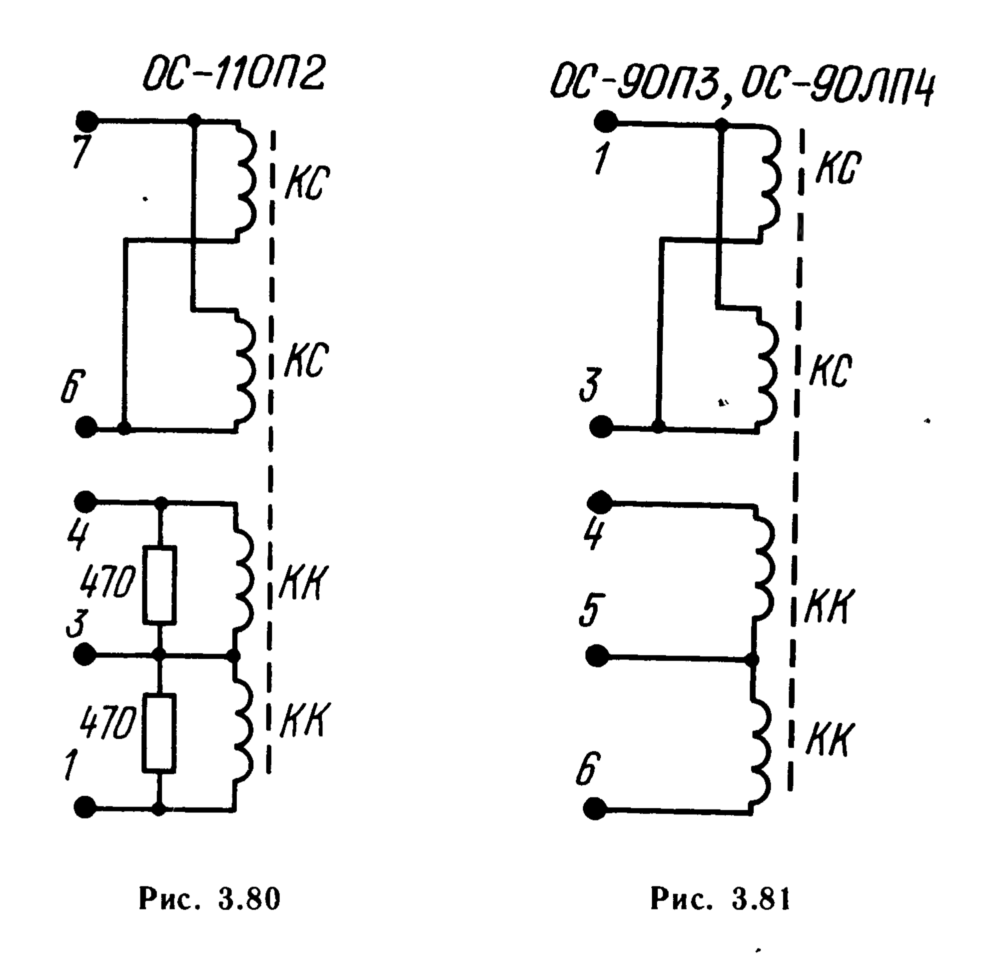


Рис. 3.80 Рис. 3.81

с выходными каскадами строчной и кадровой развертки на транзисторах (см. рис. 3.63 и 3.72), строчные катушки соединены параллельно, а кадровые — последовательно (рис. 3.81).

Отклоняющие системы ОС-90ЛЦ2 и ОС-90. 38ПЦ12 используют в цветных телевизорах с кинескопами 59ЛК3Ц и 61ЛК3Ц с углом отклонения луча 90°. Строчные отклоняющие катушки системы соединяют параллельно через полуобмотки симметрирующей катушки (L_3 на рис. 3.76), что дает возможность выровнять индуктивность строчных катушек и устранить перекрещивание красных и зеленых строк цветного растра. Кадровые отклоняющие катушки для лучшего согласования создаваемой ими нагрузки с оконечным каскадом кадровой развертки (см. рис. 3.78, 3.79) соединяют последовательно. При необходимости в цепь кадровых катушек включают терморезисторы, размещенные рядом с катушками на отклоняющей системе. Терморезисторы служат для компенсации изменения сопротивления отклоняющих катушек при их нагреве во время эксплуатации. Схемы соединения катушек с выводами отклоняющих систем приведены на рис. 3.82, *а, б*.

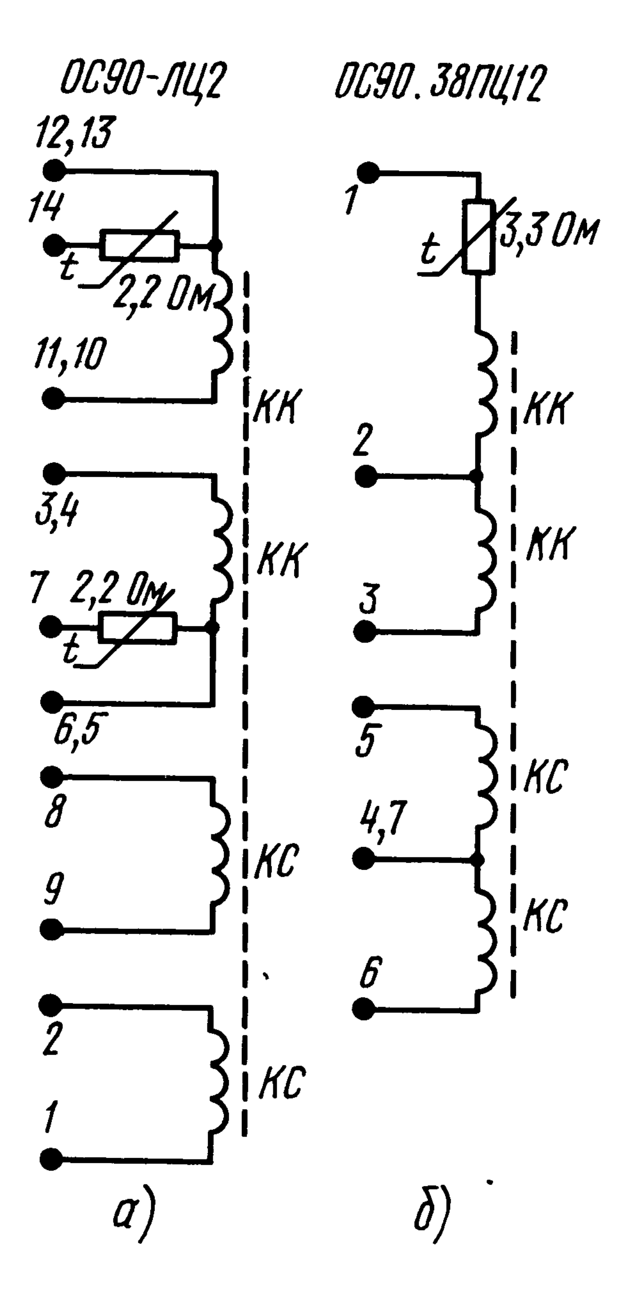


Рис. 3.82

3.9. АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ В ТЕЛЕВИЗОРАХ

Автоматическое регулирование усиления

На нагрузке видеодетектора выделяется видеосигнал. содержащий постоянную составляющую, т. е. заполненный полуволнами напряжения несущей частоты (рис. 3.83). Использовать постоянную составляющую этого сигнала для АРУ нельзя, т. к. ее величина зависит от освещенности и содержания передаваемого изображения. Для АРУ можно использовать лишь напряжение $U_п$ после пикового детектора, равное напряжению несущей в моменты передачи синхронизирующих импульсов, амплитуда которых не меняется при изменении освещенности передаваемого изображения.

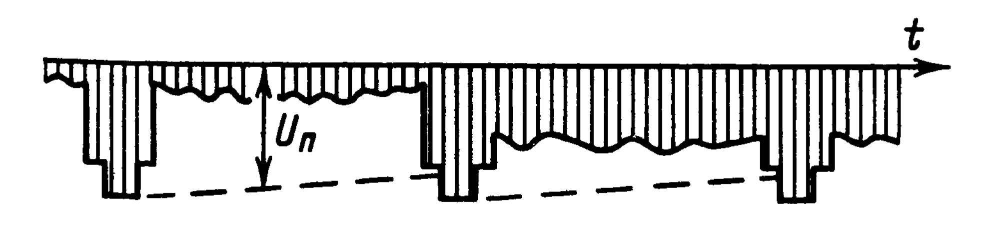


Рис. 3.83

Более глубокую и эффективную АРУ удается осуществить, подав на пиковый детектор сигнал, усиленный видеоусилителем. Для того чтобы АРУ реагировала на изменения амплитуды несущей частоты, сигнал с выхода видеодетектора должен поступать на сетку видеоусилителя без переходных емкостей. Однако АРУ с пиковым детектором не обладает помехоустойчивостью, и усиление приемника понижается при наличии импульсных помех, амплитуда которых превышает амплитуду синхронизирующих импульсов.

Цепь АРУ, в которой регулирующее напряжение образуется в результате детектирования видеосигнала, не содержащего постоянной составляющей, пропорциональной амплитуде несущей частоты, будет вносить искажения в передачу уровня черного. Так, например, при передаче тем-

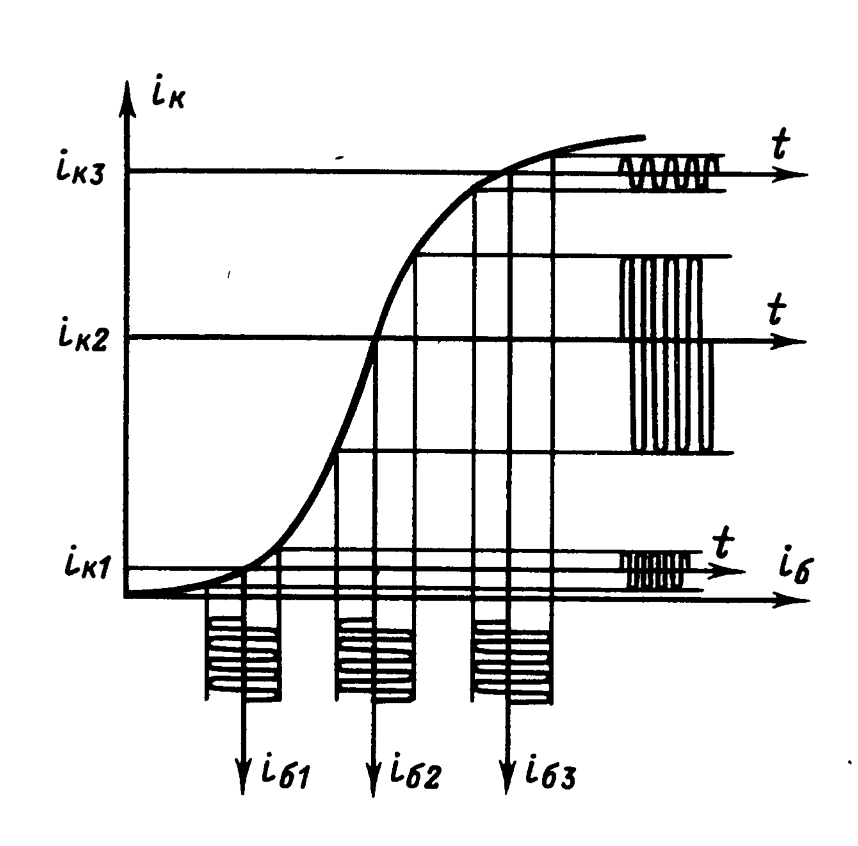


Рис. 3.84

ого изображения полный размах видеосигнала и регулирующее напряжение уменьшается. При этом усиление каскадов УРЧ и УПЧ увеличивается и видеосигнал от темного изображения оказывается неестественно большим, что приводит к нарушению правильного соотношения яркостных градаций в принятом изображении.

Автоматическую регулировку усиления осуществляют, используя принцип изменения крутизны характеристики транзистора. Напряжение смещения с выхода цепи АРУ подается на базы транзисторов в каскадах УРЧ и УПЧ и изменяет положение рабочей точки на их характеристиках. Крутизна характеристики (рис. 3.84) уменьшается при уменьшении тока коллектора и при увеличении его до насыщения. Поэтому используются цепи АРУ, работающие как на закрывание, так и на открывание транзисторов в усилительных каскадах.

Схема АРУ, работающей на закрывание, приведена на рис 3.85. Напряжение от пикового детектора с диодом $Д_1$, подключенного к контуру последнего каскада УПЧИ, поступает на базу эмиттерного повторителя на транзисторе T_3. Этот повторитель согласует высокое выходное сопротивление пикового детектора с низким входным сопротивлением транзистора T_4, на котором собран усилитель напряжения АРУ.

В переносных транзисторных телевизорах, работающих в условиях высокого уровня импульсных помех, особенно в черте города, применяют помехоустойчивые ключевые цепи АРУ.

Помехоустойчивая ключевая АРУ содержит стробируемый пиковый детектор или усилитель, открываемый импульсами обратного хода строк лишь в моменты передачи синхронизирующих импульсов. Напряжение, полученное на выходе пикового детектора или усилителя, используется для АРУ, через фильтр RC подается на каскады УРЧ и УПЧ и изменяет их усиление. Постоянную времени фильтра RC в этом случае можно сделать небольшой с тем, чтобы АРУ успевала реагировать на быстрые изменения принимаемого сигнала, возникающие, например, из-за отражения УКВ от пролетающих самолетов.

Ключевая АРУ, работающая на открывание, показана на рис. 3.86. Импульсы обратного хода строчной развертки, снимаемые с обмотки ТВС, выпрямляются диодом $Д_2$ и заряжают конденсатор C_1 так, что на вход эмиттерного повторителя — транзистора T_2 через фильтр R_7C_3 поступает положительный потенциал. При совпадении по времени синхронизирующих импульсов, открывающих транзистор T_1, и импульсов обратного хода заряд на конденсаторе C_1 уменьшается из-за того, что эти импульсные напряжения взаимно компенсируются. В результате уменьшается положительное напряжение, образующееся на выходе эмиттерного повторителя и приложенное к базам транзисторов регулируемых каскадов, которые сильнее приоткрываются, и их рабочие точки переходят на участки характеристик с малой крутизной.

В ключевой АРУ транзисторного телевизора можно использовать интегральную микросхему К2ЖА245 (см. § 12.19).

Ключевая АРУ телевизоров «Юность». В цепи ключевой АРУ телевизоров «Юность» (см. рис.

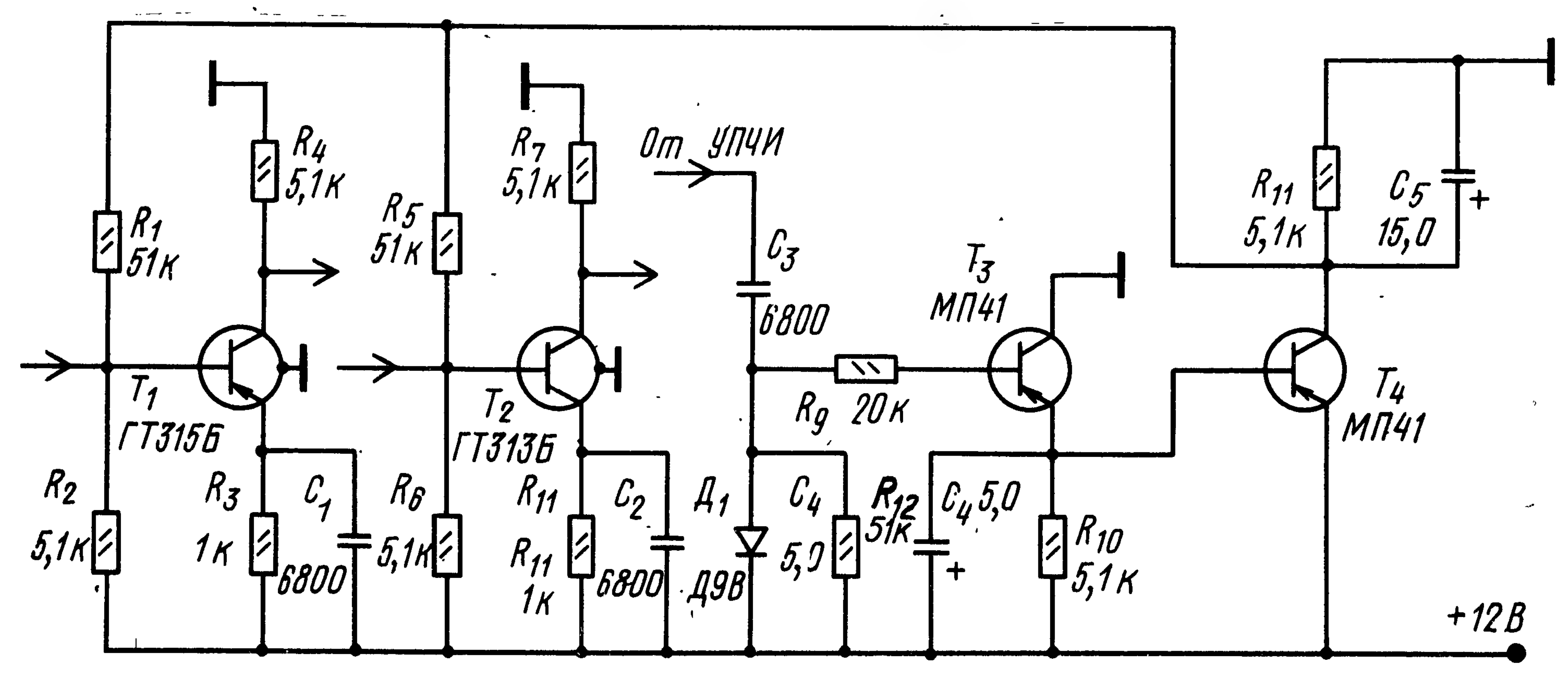


Рис. 3.85

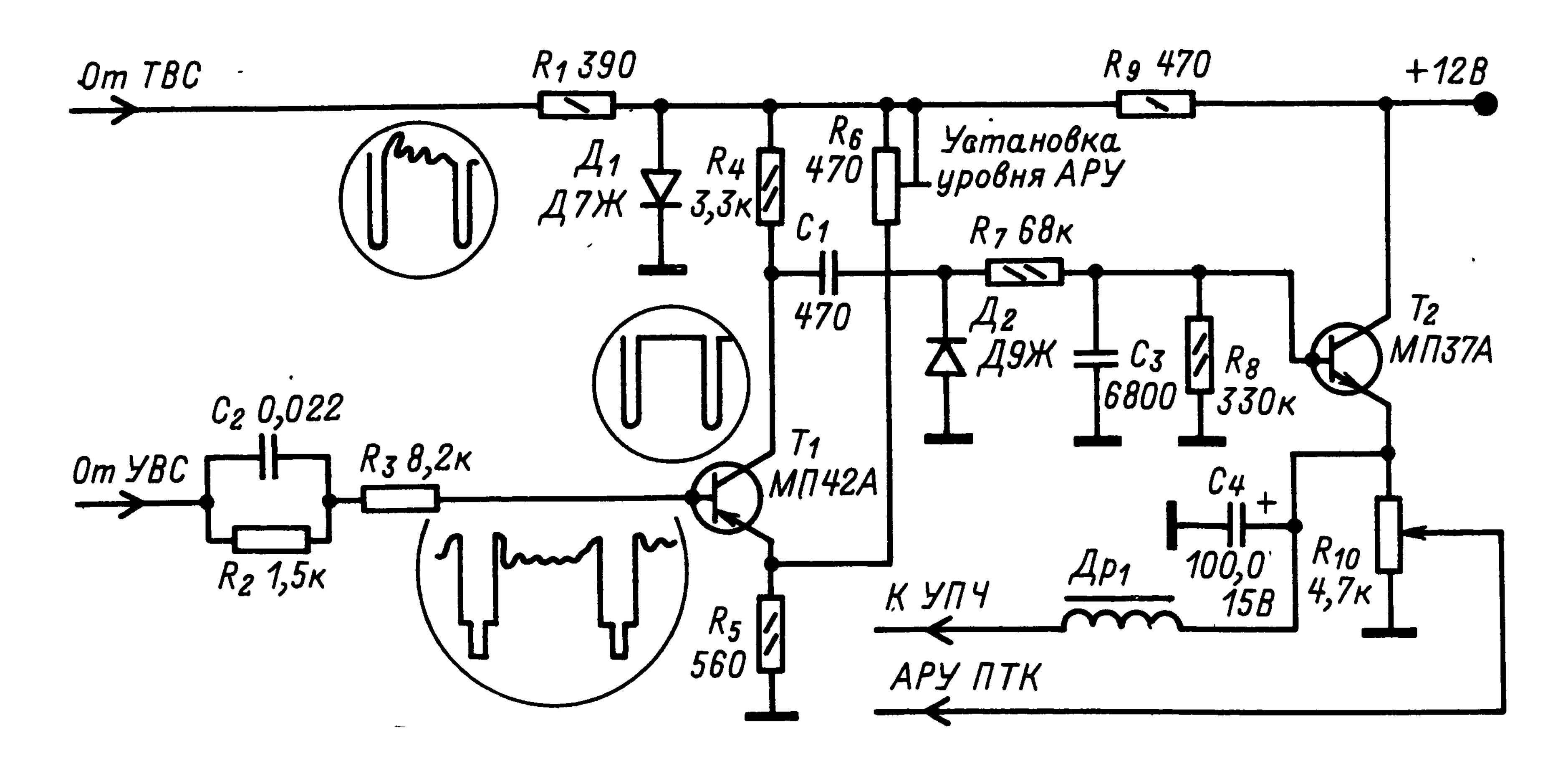


Рис. 3.86

3.21) импульс обратного хода строчной развертки, сформированный диодом $Д_9$, выпрямляется диодом $Д_8$. Полученное на конденсаторе C_{82} постоянное напряжение через усилитель на транзисторе T_{16} подается на УРЧ селектора каналов ПТКП как начальное напряжение смещения. Транзистор T_{17} открывается сигналом изображения и шунтирует диод $Д_8$. В результате напряжение на конденсаторе C_{82} и на выходе цепи АРУ снижается, что ведет к уменьшению усиления каскадами УРЧ и УПЧИ (работа АРУ на открывание описана на стр. 162). Благодаря действию АРУ изменение уровня входного сигнала в 10 раз приводит к изменению напряжения на видеодетекторе лишь в 1,4 раза.

Ключевая частично задержанная АРУ на интегральной микросхеме К174УР2Б телевизоров УПИМЦТ-61-II. Для ключевой частично задержанной АРУ на вывод *7* $МС_1$ (см. рис. 3.26) подаются импульсы обратного хода строчной развертки. Выработанное напряжение АРУ в $МС_1$ регулирует усиление каскадов УПЧИ непосредственно, а каскадов УРЧ в блоке СК-В-1 — с задержкой по напряжению. В такой цепи при приеме слабых сигналов понижается усиление лишь у каскадов УПЧ, а усиление каскадов УРЧ остается максимальным, что улучшает отношение сигнал/шум. Управляющее напряжение на блок СК-В-1 снимается с вывода *5* $МС_1$. Конденсатор C_{35} и резистор R_{19} определяют постоянную времени АРУ. Задержка АРУ для каскадов УВЧ блока СК-В-1 устанавливается при помощи подстроечного резистора R_{17}.

Автоматическое регулирование яркости и поддержание уровня черного

Для правильного воспроизведения изображения необходимо, чтобы вершины бланкирующих импульсов видеосигнала располагались в начале анодно-сеточной характеристики кинескопа, а синхронизирующие импульсы заходили в область отсечки анодного тока. При этом во время передачи темных участков изображения ток луча должен быть минимальным (рис. 3.87). Задача автоматической регулировки яркости (АРЯ) сводится к поддержанию уровня черного в воспроизводимом изображении вне зависимости от изменения размаха видеосигнала при регулировке контрастности и от изменения содержания передаваемого изображения, когда размах видеосигнала изменяется при передаче различных по освещенности кадров. Несовпадение уровня черного в видеосигнале с точкой отсечки тока луча кинескопа приводит к неправильному воспроизведению градаций яркости и к потере пропорциональности ступеней серого в принятом изображении.

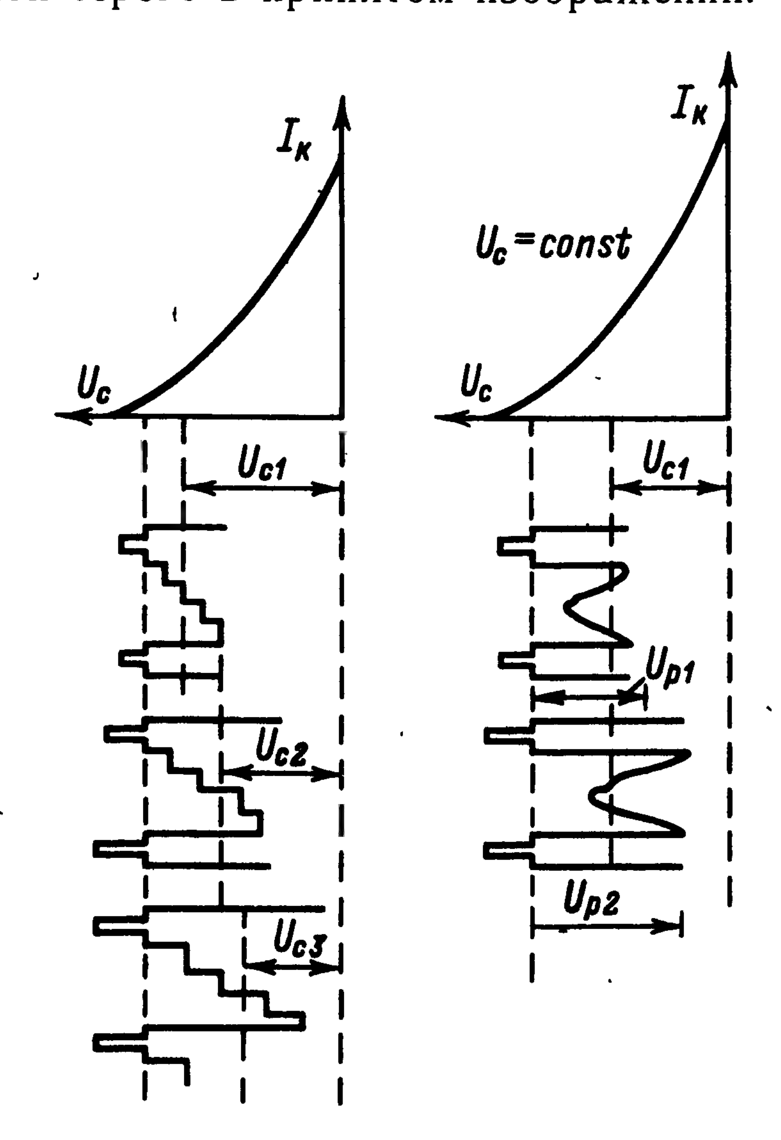


Рис. 3.87

Для решения задачи правильного воспроизведения градаций применяют либо цепи АРЯ, либо цепи привязки уровня черного.

Цепь АРЯ вырабатывает напряжение U_c, которое при каждом изменении контрастности устанавливает среднюю яркость изображения такой, чтобы уровень черного соответствовал точке закрывания тока $I_к$ луча кинескопа (см. рис. 3.87). В простейшем варианте (рис. 3.88, *а*) напряжение на потенциометр регулировки яркости R_4 и на катод кинескопа подается с одной и той же точки — после резистора нагрузки R_2 видеоусилителя. При увеличении напряжения на выходе видеодетектора уменьшаются средний коллекторный ток транзистора T_1 видеоусилителя и разность напряжений между модулятором и катодом кинескопа, а средняя яркость поддерживается на требуемом уровне.

В более совершенном устройстве (рис. 3.88, *б*) имеется диод $Д_1$, через который в моменты появления синхронизирующих импульсов заряжается конденсатор C_2. Начальная яркость устанавливается выбором напряжения на модуляторе кинескопа при помощи резистора R_4 (U_{C1} на рис. 3.87). При увеличении сигнала на выходе видеодетектора увеличивается напряжение на конденсаторе C_2 ($U_{р2}$ на рис. 3.87), что приводит к пропорциональному увеличению средней яркости изображения. В результате с повышением контрастности средняя яркость изображения увеличивается так, что уровень черного поддерживается на точке отсечки тока $I_к$ луча кинескопа.

Цепь привязки уровня черного с фиксирующим диодом применяется в видеоусилителях, где связь с резистором нагрузки R_1 видеодетектора или предыдущего каскада осуществляется при помощи переходного конденсатора C_1 (ламповый вариант показан на рис. 3.89). В отстутствие видеосигнала анодный ток лампы $Л_1$ мал (i_{a1} на рис. 3.89, *б*), а напряжения на ее аноде и катоде кинескопа повышены так, что яркость свечения экрана минимальна и находится на уровне черного. При появлении на резисторе R_1 видеосигнала отрицательной полярности конденсатор C_1 заряжается через диод $Д_1$ так, что к управляющей сетке лампы $Л_1$ оказывается приложенным положительное напряжение, практически равное амплитуде входного видеосигнала. В результате анодный ток лампы $Л_1$ увеличивается до значения i_{a2}, а напряжения на ее аноде и катоде кинескопа уменьшаются так, что яркость свечения экрана автоматически возрастает до уровня, соответствующего передаче светлых деталей изображения. При этом в моменты прохождения бланкирующих и синхронизирующих импульсов анодный ток лампы $Л_1$ уменьшается до начального значения i_{a1}, соответствующего уровню черного.

Цепь на рис. 3.89 называют цепью восстановления постоянной составляющей видеосигнала, однако в этой цепи происходит лишь фиксация уровня черного, а постоянная составляющая, пропорциональная амплитуде несущей ПЧ, имевшаяся на нагрузке детектора, оказывается безвозвратно потерянной. По этой причине использовать выходное напряжение видеоусилителя в такой цепи для целей АРУ нельзя.

Мостовая цепь регулировки контрастности (рис. 3.90) с фиксированным уровнем черного применяется в телевизорах, имеющих эффективно действующую АРУ, благодаря которой напряжение на выходе видеоусилителя при передаче уровня черного не зависит от изменения амплитуды принимаемого сигнала. Контрастность регулируется переменным резистором R_4, включенным в диагональ моста, образованного транзистором T_1, резистором R_3 и делителем R_6, R_7. Режим транзистора T_1 зависит от напряжения на резисторе нагрузки видеодетектора. Изменяя порог АРУ, это напряжение подбирают таким, чтобы в моменты прохождения бланкирующих импульсов, т. е. при передаче уровня черного, потенциалы точек *а* и *б* были равны. В этом случае при

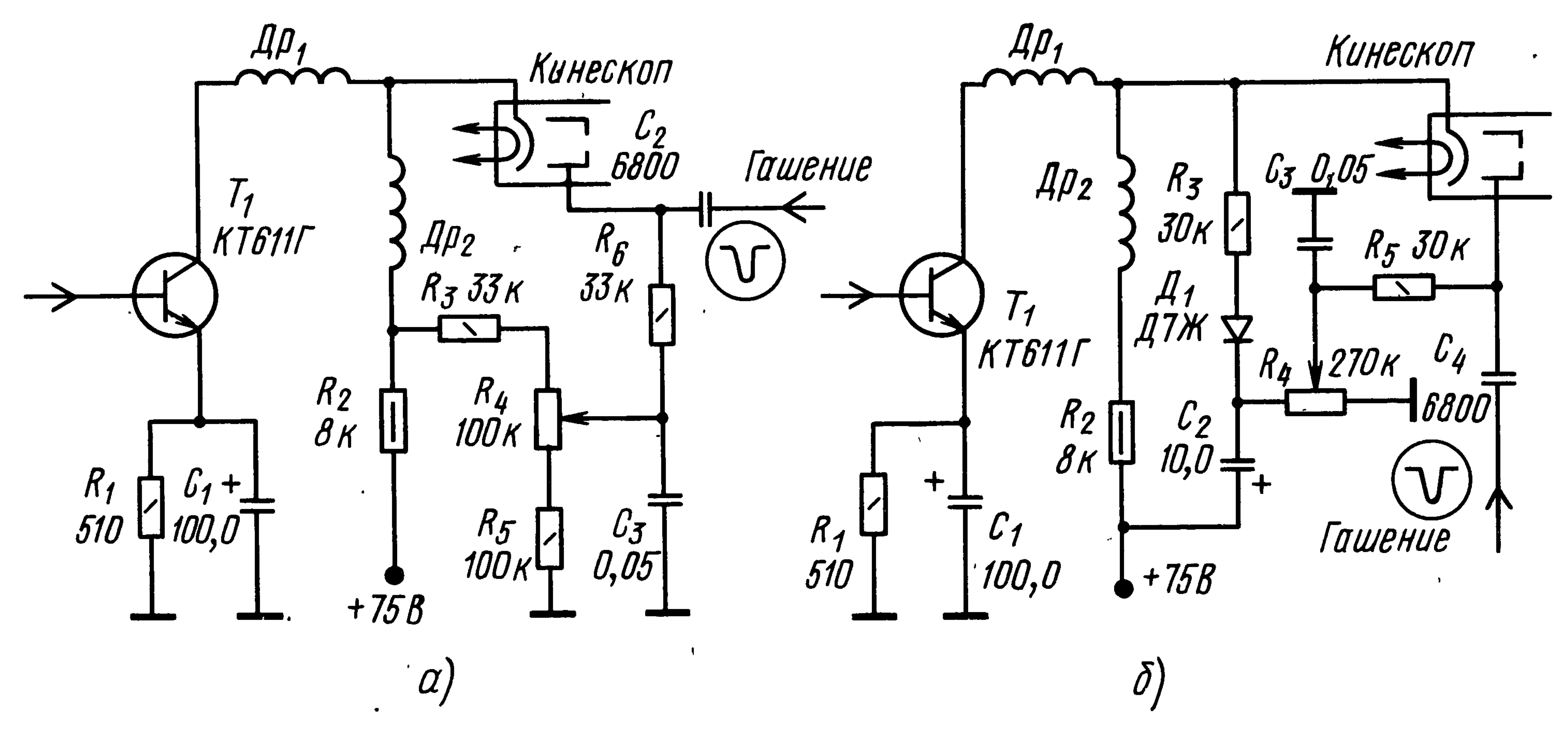


Рис. 3.88

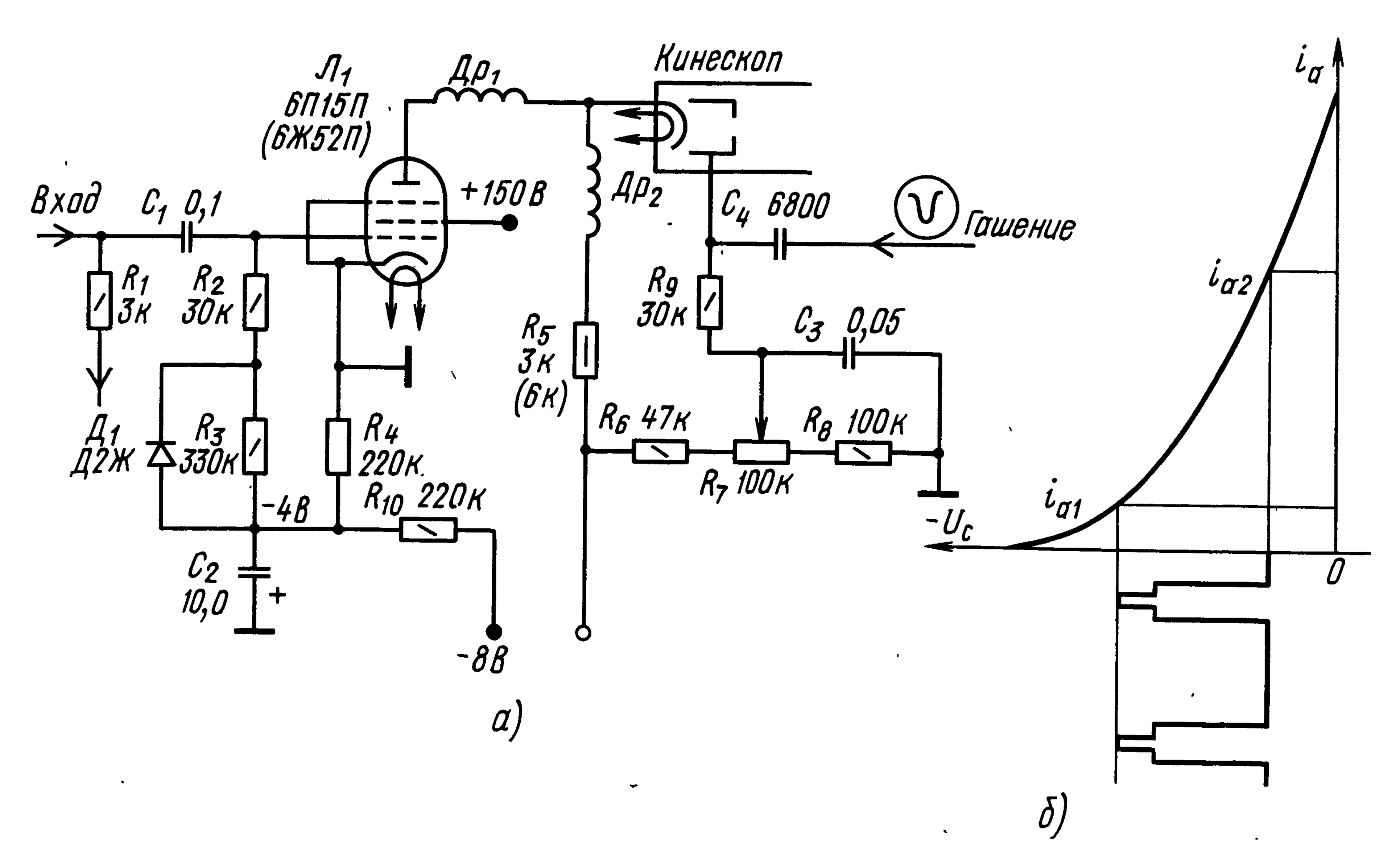


Рис. 3.89

регулировании контрастности изменяется яркость белого и яркость градации серого, а черное на изображении остается неизменным.

Устройство по такой схеме удобно тем, что величина видеосигнала, снимаемого с нагрузки транзистора T_1 на амплитудный селектор и ключевую цепь АРУ, не зависит от регулировки контрастности. В практически применяемых устройствах делитель из резисторов R_6 и R_7 (см. рис. 3.90) может отсутствовать, а потенциал точки *б* задается от отдельного выпрямителя, питающего, например, цепи блока разверток. Для того чтобы соединительные провода к потенциометру R_4 не создавали дополнительную емкостную нагрузку, ограничивающую усиление на высоких видеочастотах, его располагают в непосредственной близости от коллекторной цепи транзистора T_1.

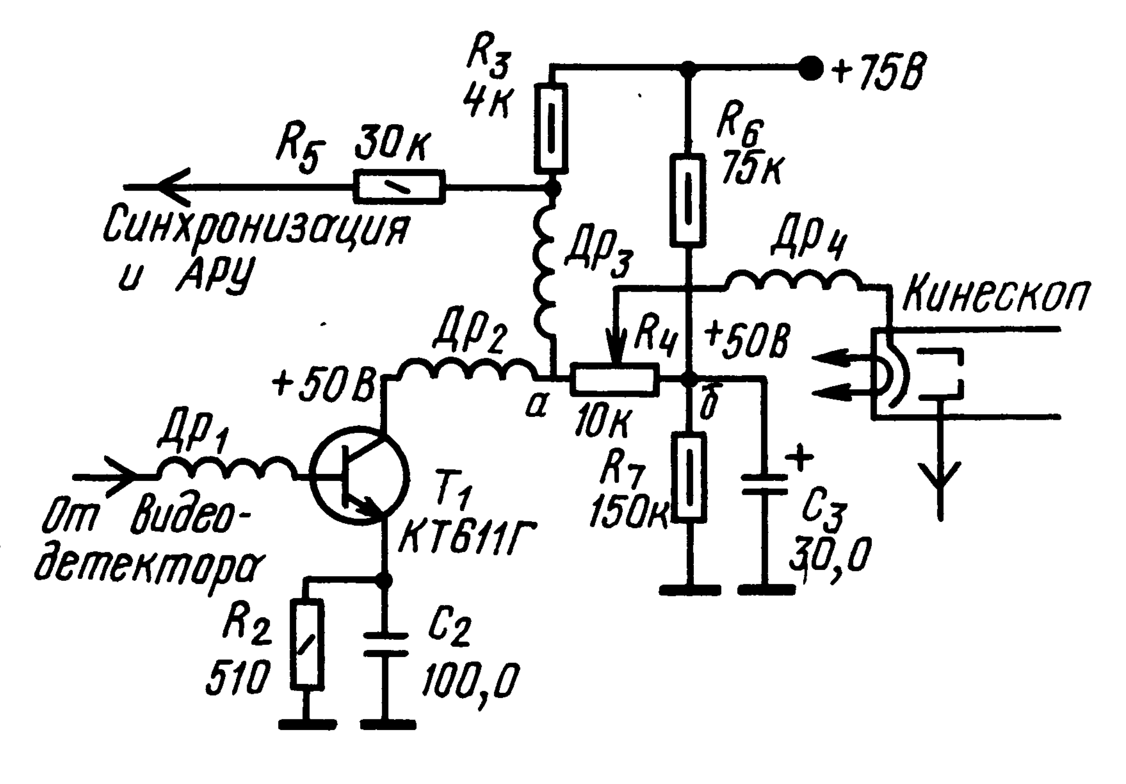


Рис. 3.90

Привязка к уровню черного и регулирование яркости в цветных телевизорах. Цепи на рис. 3.88, в которых видеосигнал и напряжение для регулирования яркости подаются на различные электроды пушки (катод и модулятор), в телевизорах с цветными трехпушечными кинескопами не применяют. На модуляторы трехпушечного цветного кинескопа подаются цветоразностные сигналы E'_{R-Y}, E'_{G-Y}, E'_{B-Y} (или сигналы основных цветов E'_R, E'_G, E'_B) и различные начальные напряжения, необходимые для достижения баланса белого. Поэтому оперативное регулирование яркости изображения в цветных телевизорах осуществляют изменением постоянного напряжения E, добавленного к видеосигналам E'_Y (или E'_R, E'_G и E'_B), подаваемым на катоды или модуляторы трехпушечного кинескопа. В многокаскадных видеоусилителях осуществить передачу постоянной составляющей трудно; привязку к уровню черного и добавление постоянного напряжения к сигналу E'_Y приходится делать в последних каскадах видеоусилителей.

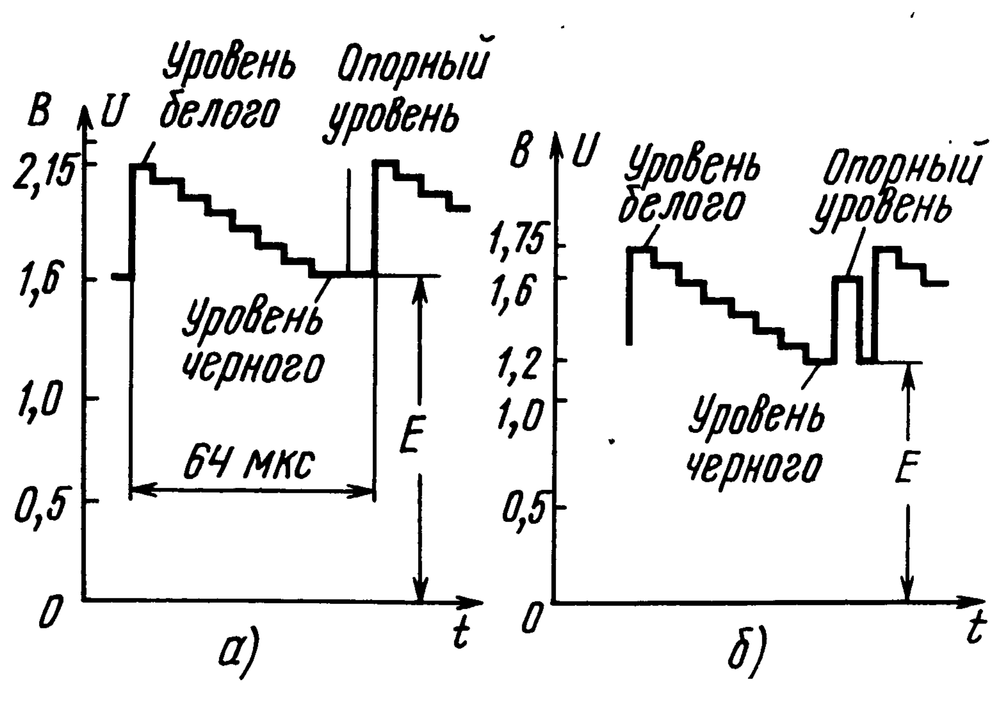


Рис. 3.91

Существует также способ, в котором привязка осуществляется к новому, искусственно введенному в сигнал E'_Y стабильному опорному уровню (рис. 3.91). В этом случае яркость изображения регулируют изменением относительно этого уровня положения сигнала E'_Y, варьируя добавленное к этому сигналу постоянное напряжение E (рис. 3.91, *а* и *б*). Такой способ применяется в телевизорах УПИМЦТ-61-II.

Автоматическая подстройка частоты гетеродина

При уходе частоты гетеродина из-за прогрева деталей и изменения питающих напряжений, а также при неточной его настройке вручную (при помощи переменного конденсатора) изменяется положение несущих частот изображения и звука на частотной характеристике УПЧИ. Если частота гетеродина повышается, то несущая частота изображения располагается на склоне характеристики по уровню ниже 0,5, а несущая звука передвигается из полосы режекции в полосу пропускания УПЧИ. При этом линии на изображении становятся выпуклыми; пластичными, оно воспроизводится без полутонов и с помехами от звука.

Чтобы обеспечить точную настройку гетеродина и получить изображение лучшего качества, в телевизорах классов I и II применяют автоматическую подстройку гетеродина (АПЧГ). Один из возможных вариантов схемы АПЧГ приведен на рис. 3.92. На базу транзистора T_1 через конденсатор C_1 подается сигнал с нагрузки последнего каскада УПЧИ. В коллекторную цепь транзистора T_1 включен контур частотного детектора $L_1C_3L_2C_4$, настроенный на ту частоту, где располагается ПЧ изображения при точной настройке гетеродина. Если несущая ПЧ изображения из-за дрейфа или неточной настройки гетеродина отклоняется от этой частоты, то на нагрузке частотного детектора появляется напряжение, знак которого зависит от того, в какую сторону произошло это отклонение. Полученное напряжение после фильтра R_6C_6 и усиления полевым транзистором T_2 используется для управления частотой гетеродина. С этой целью оно подается через резисторы R_{12} и R_{13} на варикап *Д902*, подключенный через конденсаторы C_8 и C_9 к контуру гетеродина с катушкой $L_г$, и изменяет его емкость. Чтобы изменения напряжения, питающего коллекторную цепь T_2, меньше влияли на частоту гетеродина, варикап включен в диагональ моста, плечи которого образованы внутренним сопротивлением транзистора, резистором его нагрузки R_8 и резисторами R_9, R_{10} и R_{11}. Кремниевый стабилитрон *Д813* ограничивает пределы изменения напряжения на варикапе и предохраняет его от пробоя при выходе из строя транзистора T_2.

Для создания смещения на затворе транзистора T_2 используется кремниевый диод *Д3* в качестве низковольтного стабилитрона, динамическое сопротивление которого мало (несколько Ом). Диод $Д_3$ является источником опорного напряжения, с которым сравнивается выходное напряжение частотного детектора, поступающее на затвор транзистора T_2. Полученная после сравнения этих напряжений разность и усиливается транзистором T_2.

Переменный резистор R_{10} служит для балансировки моста и установки начального смещения на варикапе $Д_4$. Эти операции проводят, выключив АПЧГ и замкнув контакты выключателя B_1. При этом переменный резистор R_{10} можно использовать для ручной настройки гетеродина.

Катушки контура частотного детектора наматывают на каркасе ∅ 7,5 мм на расстоянии друг от друга 10 мм виток к витку; они содержат по 10 витков провода ПЭЛШО 0,35 и снабжаются латунными сердечниками для подстройки. Контур

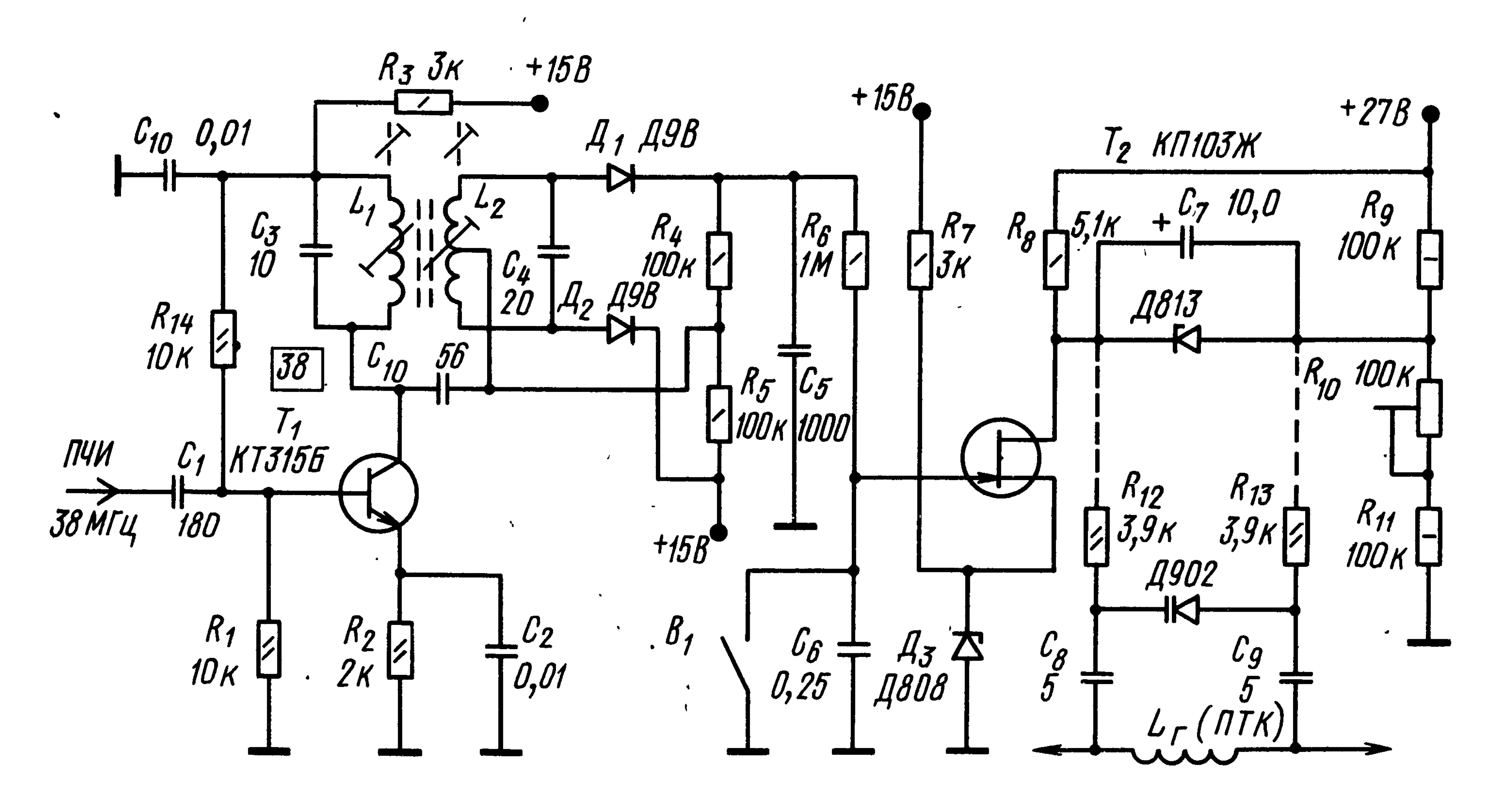


Рис. 3.92

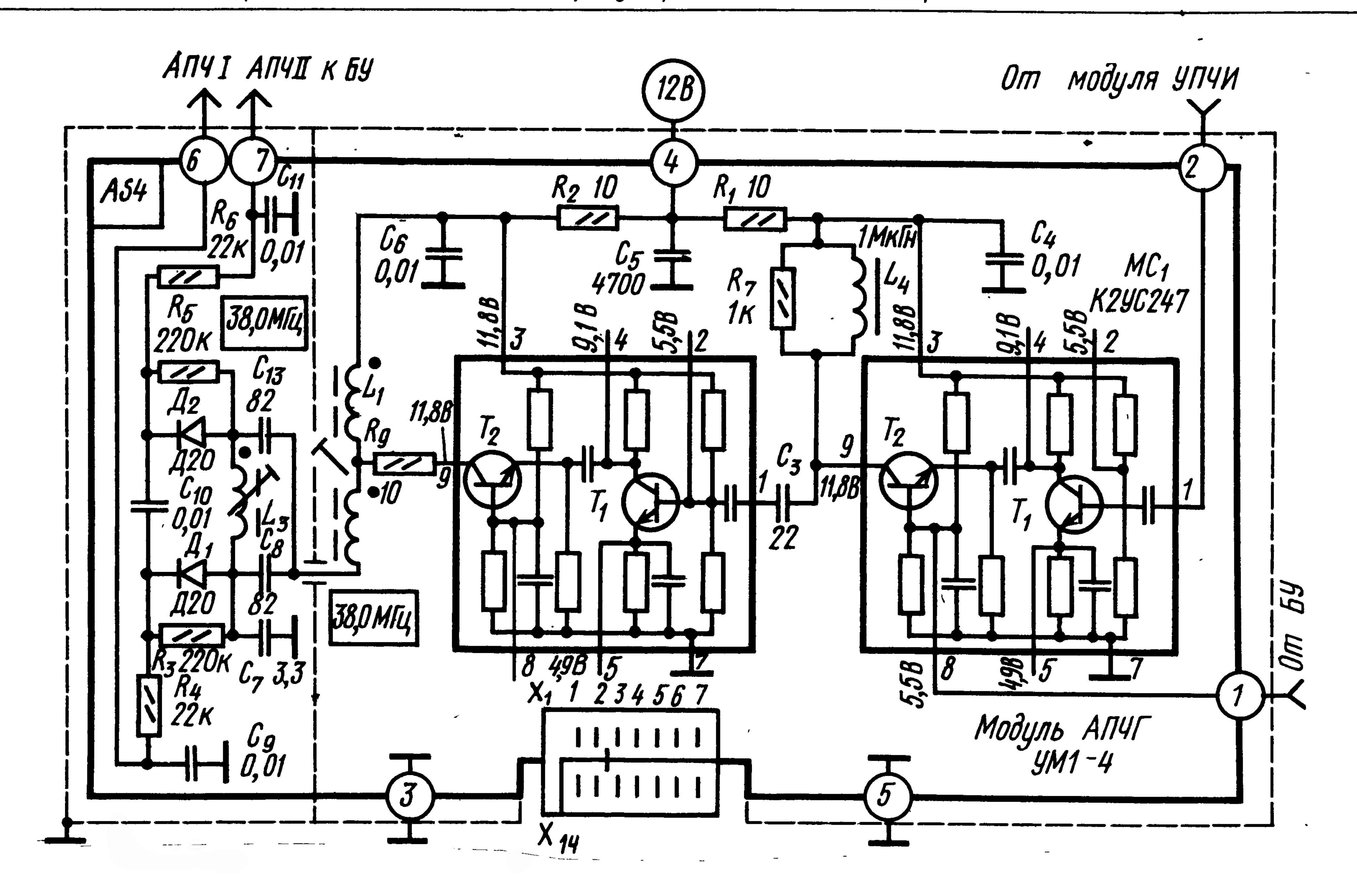


Рис. 3.93

заключается в экран размерами 21×21×36 мм.

Модуль АПЧГ на интегральных микросхемах К2УС247 телевизоров УПИЦТ-61-II (рис. 3.93) содержит УПЧ с двумя микросхемами MC_1, MC_2 и частотный дискриминатор на элементах L_1, L_2, L_3, C_8, C_{13}, $Д_1$ и $Д_2$. Нагрузкой MC_1 служит дроссель L_4, шунтированный резистором R_7, откуда сигнал через конденсатор C_3 поступает на вход MC_2. К выходу MC_2 подключена первичная обмотка контура частотного дискриминатора. С целью уменьшения емкости, вносимой микросхемой MC_2 в этот контур, применено неполное включение первичной обмотки L_1, L_2 через резистор R_9, уменьшающий вероятность самовозбуждения каскада. Вывод *8* микросхемы MC_1 используется для блокировки напряжения АПЧГ.

В частотном дискриминаторе применена емкостная связь через конденсаторы C_8 и C_{13}, температурный коэффициент которых подобран для компенсации температурного дрейфа остальных элементов контура. Выработанное напряжение АПЧГ через фильтры R_6C_{11} и R_4C_9 подается на блок СК-В-1. Применение УПЧ на MC_1 и MC_2 позволяет получить на выходе частотного дискриминатора достаточно большое напряжение и не использовать усилитель постоянного напряжения, нестабильность которого ухудшает работу цепи АПЧГ.

Автоматическое гашение луча кинескопа

После выключения телевизора на втором аноде кинескопа остается напряжение, до которого заряжена емкость между этим анодом и внешним графитовым покрытием колбы кинескопа, и накаленный катод продолжает испускать электроны. Генераторы развертки в это время уже не работают, и остановившийся луч высвечивает на экране кинескопа яркое пятно и может даже прожечь люминофор, на котором из-за этого появится темная точка или полоска. Чтобы предотвратить прожог люминофора, применяют цепи, осуществляющие автоматическое гашение луча после выключения телевизора и при возникновении неисправностей в генераторах развертки.

Цепь автоматического гашения луча кинескопа после выключения телевизора (рис. 3.94) состоит из диода $Д_1$, резисторов R_3 и R_4 и конденсатора C_3. После выключения телевизора напряжение на конденсаторе C_3 остается, а на коллекторе транзистора T_1 видеоусилителя исчезает сразу.

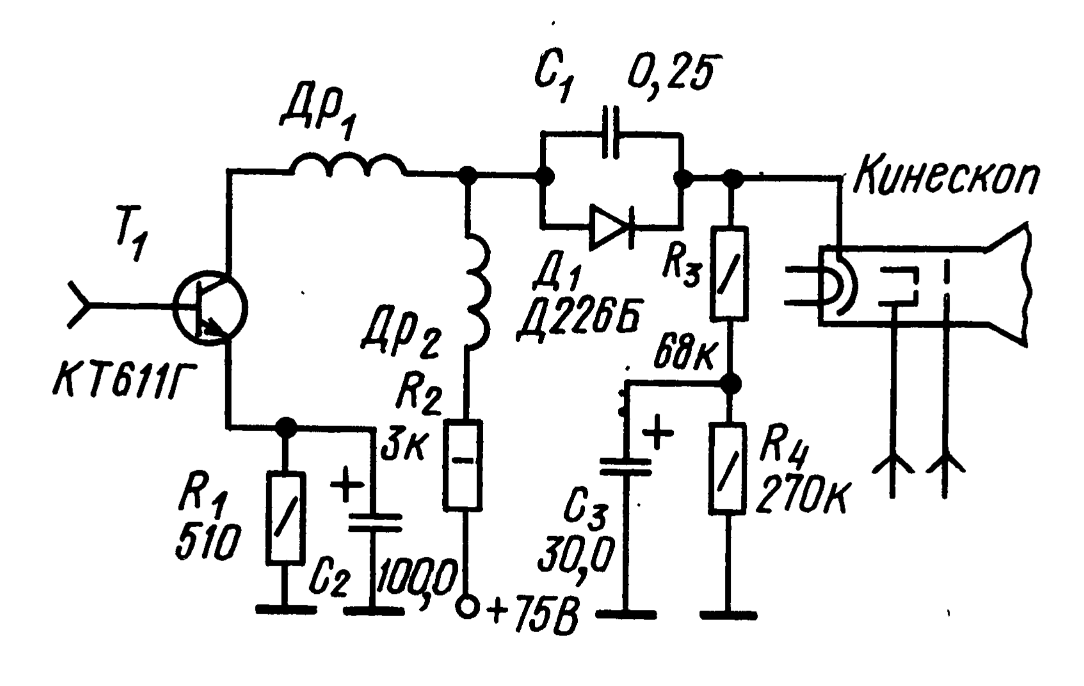


Рис. 3.94

При этом диод $Д_1$ закрывается и конденсатор может разрядиться лишь через резистор R_4. Постоянная времени цепи разряда выбирается такой, чтобы на все время, пока катод кинескопа еще не остыл, на конденсаторе C_3 сохранялось напряжение, достаточное для закрывания электронного прожектора.

Во время обратного хода разверток луч кинескопа должен быть погашен с тем, чтобы на изображение не накладывалась мешающая засветка, образованная непогашенным лучом. В полном телевизионном сигнале содержатся бланкирующие импульсы, которые осуществляют гашение луча кинескопа. Однако время обратного хода разверток может превышать длительность бланкирующих импульсов. Кроме того, на задней площадке этих импульсов передаются сигналы цветовой синхронизации цветного телевидения. Из-за этих двух причин бланкирующие импульсы могут не погасить луч во время обратного хода разверток. Поэтому в телевизорах приходится применять специальные цепи, в которых формируются импульсы кадровой и строчной частоты для надежного гашения луча во время обратного хода разверток.

Формирователь импульсов гашения луча телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.95) состоит из цепи с транзистором T_2, на базу которого поступают положительные кадровые (через резистор R_{24}) и строчные (через цепь R_{25}, C_{18}) импульсы от соответствующих генераторов разверток. Импульсы открывают транзистор и вводят его в насыщение. На коллекторе транзистора образуются отрицательные импульсы гашения амплитудой около 200 В, поступающие через цепь $C_{15}R_{46}$ на модуляторы кинескопа. Цепь фиксации $Д_2R_{47}R_{50}R_{36}R_{40}$ стабилизирует средний уровень выходного напряжения и делает его независимым от разброса амплитуды импульсов на базе транзистора T_2. Во время прямого хода развертки, когда передается сигнал изображения, открытый диод $Д_2$ подключает конденсатор C_{19}, соединяющий модуляторы кинескопа с шасси, что обеспечивает нормальную модуляцию кинескопа видеосигналами, подаваемыми на катоды. Диод $Д_3$, резистор R_{46} и воздушный разрядник P_1 обеспечивают защиту транзистора от бросков напряжения при пробоях в кинескопе.

Автоматическое размагничивание цветного кинескопа

Магнитные поля различных предметов, находящихся рядом с цветным телевизором, а также магнитное поле Земли могут явиться причиной ухудшения чистоты исходных цветов трехлучевого кинескопа. Для защиты от этих полей на колбу кинескопа надевают экран из магнитомягкой стали, ослабляющий воздействие полей не менее чем в два раза. Размагничивание экрана и кинескопа можно проводить вручную, плавно приближая и удаляя внешнюю многовитковую катушку (петлю) размагничивания, создающую переменное магнитное поле. Такое размагничивание надо повторять каждый раз после изменения положения телевизора, а также после его включения, когда возникают скачкообразные изменения магнитных полей трансформаторов и дросселей.

Существуют устройства, осуществляющие автоматическое размагничивание кинескопа при каждом его включении. В этих устройствах магнитный экран, надетый на колбу кинескопа, является магнитопроводом для размещенной на нем катушки размагничивания. По катушке пропускается затухающий переменный ток, создающий плавно спадающее магнитное поле, которое уничтожает намагниченность экрана и кинескопа. Начальный импульс тока через катушку размагничивания в таких устройствах должен быть не менее 7—8А, что соответствует 700—850 ампер-виткам в момент включения. Избавиться от остаточной намагниченности экрана и кинескопа удается лишь тогда, когда уменьшение амплитуды

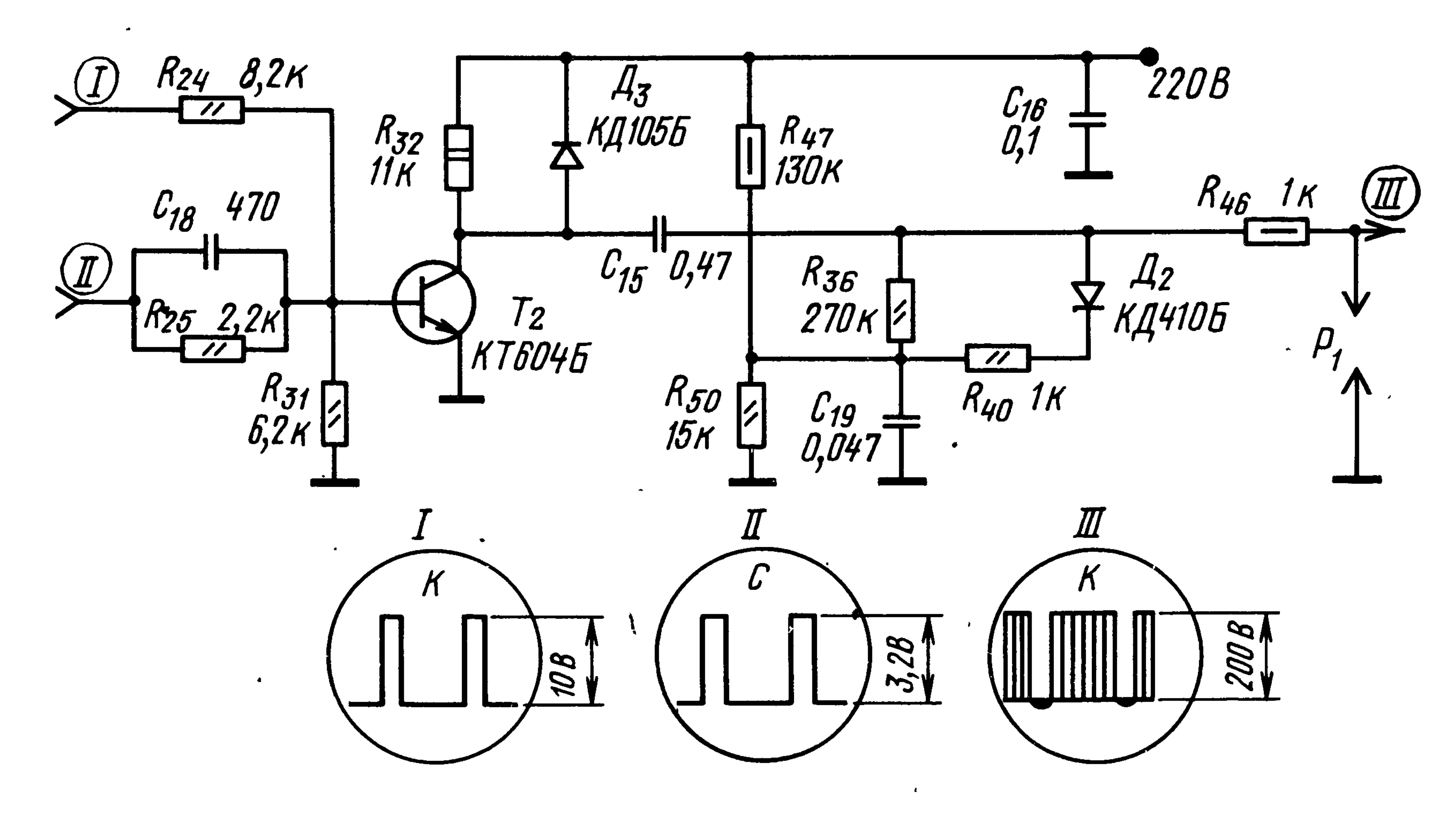


Рис. 3.95

переменного тока за период не превышает 50%.

Минимальное остаточное значение тока должно быть таким, чтобы устройство размагничивания не вызывало появления на экране телевизора переменного цветного фона.

Одна из возможных схем устройства автоматического размагничивания кинескопа изображена на рис. 3.96. При включении телевизора через катушку размагничивания L_1 начинают протекать переменные импульсы тока заряда конденсаторов C_1 и C_2. Амплитуда этих импульсов уменьшается по экспоненциальному закону от максимального значения почти до нуля. Остаточный ток определяется сопротивлением утечки электролитических конденсаторов C_1 и C_2. Эффективное размагничивание достигается при одинаковой емкости конденсаторов C_1 и C_2. Из-за разброса емкости электролитических конденсаторов, а также неодинаковости их старения (высыхания) возникает преобладание импульсов тока одной полярности и появляется остаточное намагничивание экрана и кинескопа.

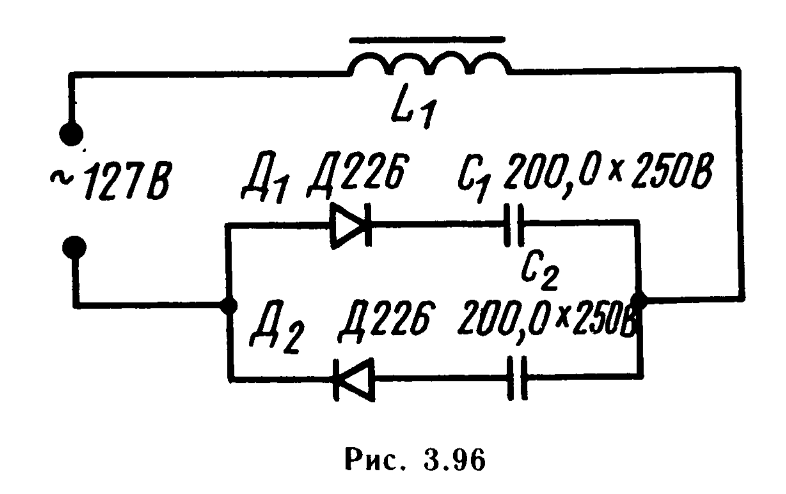


Рис. 3.96

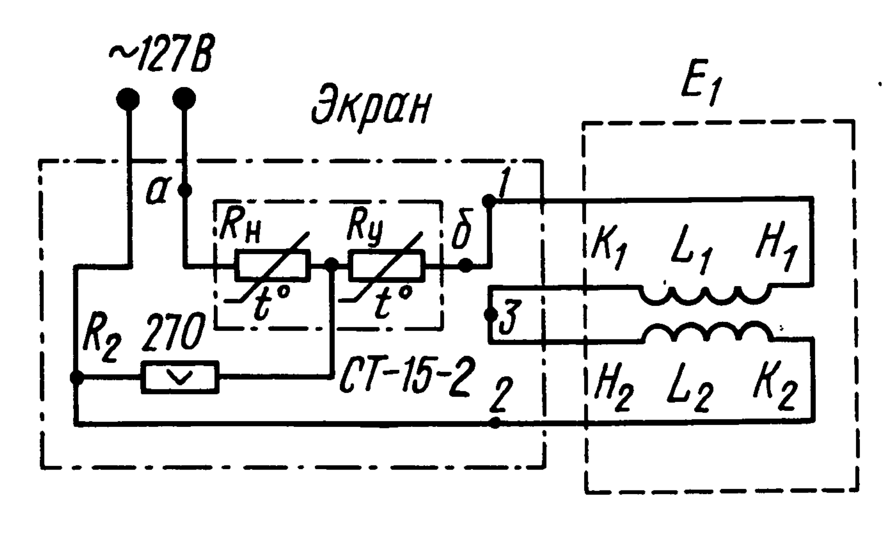


Рис. 3.97

Цепь автоматического размагничивания кинескопа в телевизоре УПИМЦТ-61-II (рис. 3.97) свободна от недостатков, присущих цепи на рис. 3.96, но в ней используется специальный терморезистор СТ-15-2. Этот терморезистор состоит из двух соединенных последовательно терморезисторов $R_н$ и $R_у$ с положительным температурным коэффициентом. Суммарное их сопротивление при температуре 25° С составляет 15—35 Ом. При этом через полуобмотки L_1 и L_2 катушки размагничивания протекает начальный ток 3,3—5,5 А. Этот ток вызывает нагрев и увеличение сопротивления терморезисторов $R_н$ и $R_у$. В итоге ток через катушку размагничивания через 2 мин после включения телевизора уменьшается до 5 мА. После этого ток через терморезистор определяется суммой сопротивлений $R_н+R_2$. Терморезистор $R_у$ поддерживается в нагретом состоянии за счет тепла, выделяемого резистором $R_н$. Сопротивление резистора $R_у$ остается достаточно большим, что и обеспечивает малый остаточный ток через катушку размагничивания и отсутствие цветного фона на растре.

3.10. УСТРОЙСТВО СВЕДЕНИЯ ЛУЧЕЙ В ЦВЕТНОМ КИНЕСКОПЕ

Однородность каждого из трех цветных растров на экране кинескопа зависит от точности его изготовления и качества отклоняющей системы. Подбирая длину, форму и взаимное расположение, удается получить один общий центр отклонения у строчных и кадровых отклоняющих катушек и совместить его с плоскостью, проходящей через выходы электронных прожекторов. Неточности при изготовлении кинескопа и отклоняющей системы, магнитные поля от деталей телевизора, а также магнитное поле земли могут явиться причинами частичного попадания лучей не на «свои» точки люминофора. Для корректировки неточностей служат магниты чистоты цвета с продольным по отношению к осям прожекторов полем. Вредное влияние внешних магнитных полей устраняют экранировкой колбы кинескопа и размагничиванием его деталей при помощи постоянных магнитов или петли размагничивания, размещенных на колбе.

Три луча должны оставаться сведенными в одну точку не только в центре экрана, но и по всей его поверхности в процессе отклонения. Из-за неодинакового расстояния от центра и краев экрана до центра отклоняющей системы, смещения осей прожекторов относительно этого центра и неоптимальных формы, диаметра, длины и распределения витков отклоняющих катушек границы трех одноцветных растров оказываются не совмещенными.

Статическое сведение лучей в центре экрана и их динамическое сведение по всей его поверхности в процессе отклонения осуществляется действием на каждый луч постоянного и переменного магнитных полей (рис. 3.98). Для этого внутри горловины кинескопа по бокам каждого прожектора расположены полюсные наконечники, изготовленные из пластин магнитомягкого металла, напротив которых на горловине устанавливают внешние полюсные наконечники электромагнитов системы сведения. Постоянное магнитное поле для статического сведения лучей создают при помощи вращающихся постоянных магнитов, размещенных в средней части сердечников *Б*, или подачей постоянного тока в катушки электромагнитов. Для динамического сведения лучей

через эти катушки пропускают переменные токи, изменяющиеся по параболическому закону. Поле электромагнитов перемещает синий луч вертикально; для его горизонтального перемещения служит постоянный магнит *А*.

Отклоняющая система, сконструированная из условий лучшего сведения лучей, дает повышенную величину подушкообразных искажений растра. Блок развертки цветного телевизора на кинескопе с углом отклонения луча 90° содержит дополнительную цепь коррекции подушкообразных искажений.

Цепь коррекции подушкообразных искажений растра на экране кинескопов 59ЛК3Ц и 61ЛК3Ц модулирует пилообразные отклоняющие токи параболическими корректирующими токами в трансформаторе $Тр_1$ (рис. 3.99). Для коррекции кривизны верхней и нижней кромок растра по обмоткам *Iа* и *Iб*, расположенным на крайних кернах Ш-образного ферритового сердечника $Тр_1$ (рис. 3.100), пропускают ток отклонения строчной частоты. Образованные при этом магнитные потоки в центральном керне направлены навстречу друг другу. По обмотке *II*, расположенной на центральном керне и включенной в цепь кадровых катушек ОС, протекает кадровый отклоняющий ток. Когда этот ток проходит через нулевое значение, потоки в центральном керне взаимно компенсируются.

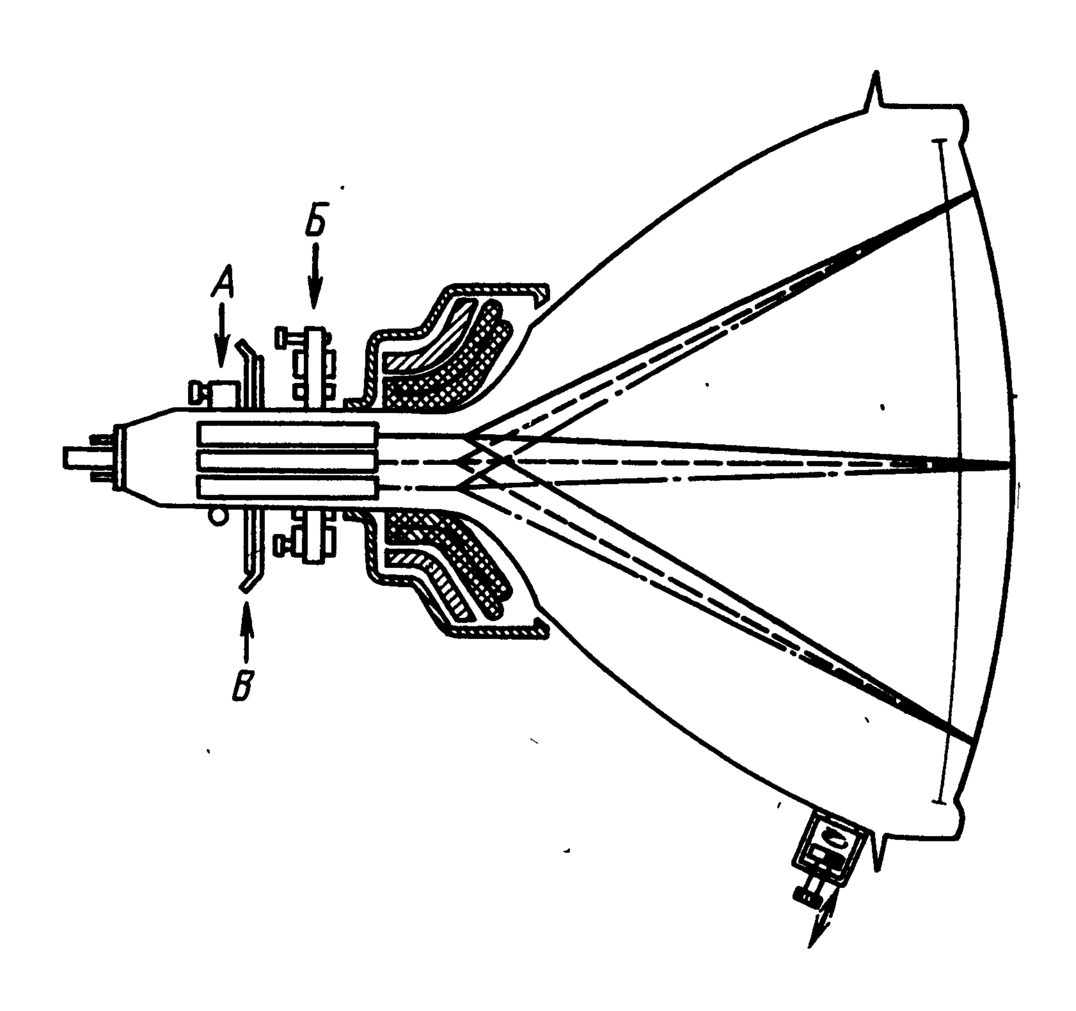


Рис. 3.98

В зависимости от знака магнитного поля, создаваемого катушкой *II*, из-за нелинейности кривой намагничивания в центральном керне сердечника преобладает магнитный поток, создаваемый катушкой *Iа* или *Iб*. В результате изменения этого магнитного потока по обмотке *II* потечет корректирующий параболический ток строчной частоты. Необходимое направление этого тока обеспечивается резонансным контуром, образованным индуктивностью обмотки *II* катушки L_1 и конденсатором C_1 (рис. 3.99). Кривизна боковых кромок растра корректируется модуляцией строчного отклоняющего тока в результате шунтирующего действия обмоток *Iа* и *Iб*, подключенных параллельно строчным катушкам ОС. Индуктивность обмоток изменяется из-за изменения магнитной проницаемости сердечника под влиянием тока кадровой частоты, текущего по обмотке *II*.

Трансформатор $Тр_1$ имеет сердечник Ш7×7 из феррита марки 2000НМ с зазором 0,01 мм. Обмотки содержат: *Iа* и *Iб* — по 230 витков ПЭВ-2 0,12 рядовой намотки в три слоя; *II* — 40 витков ПЭВ-20,41, уложенных в два слоя.

Цепи сведения лучей кинескопа для цветного телевизора

Если в цепях строчной развертки на транзисторах импульс возбуждения цепи формирования сигналов сведения по горизонтали получается довольно легко, то бестрансформаторные цепи кадровой развертки на транзисторах не позволяют получить сигналы параболической и треугольной форм, необходимые для работы цепи сведения по вертикали. Поэтому для формирования этих сигналов необходима цепь сведения по вертикали, на которую можно подавать только однополярное пилообразное напряжение, снимаемое непосредственно с ОС.

Устройство на рис. 3.101 представляет собой три моста, каждый из которых состоит из диодов

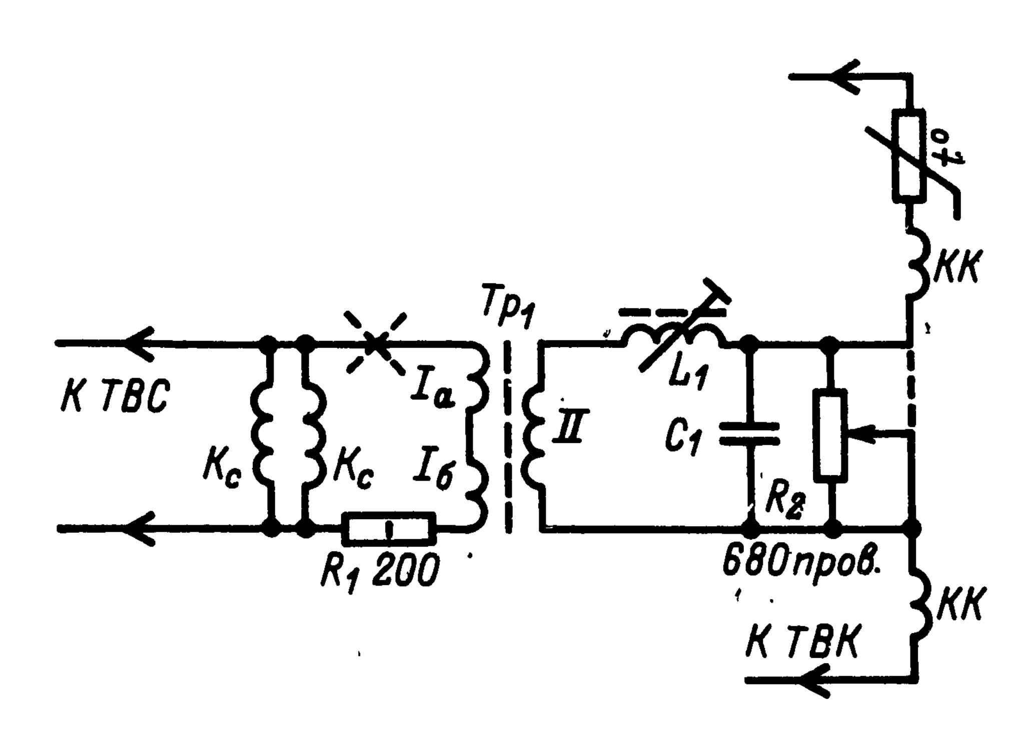


Рис. 3.99

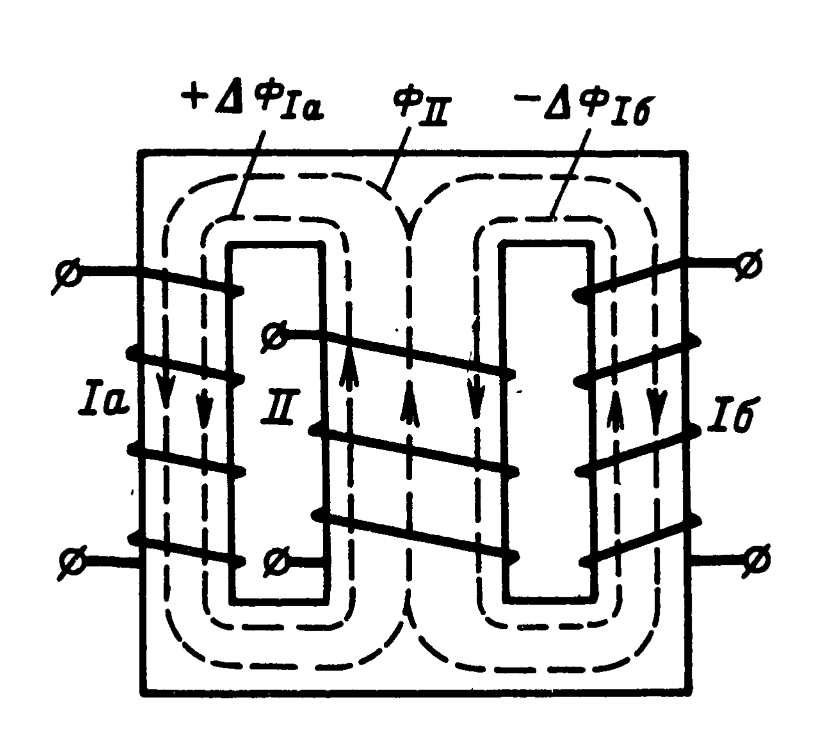


Рис. 3.100

Рис. 3.101

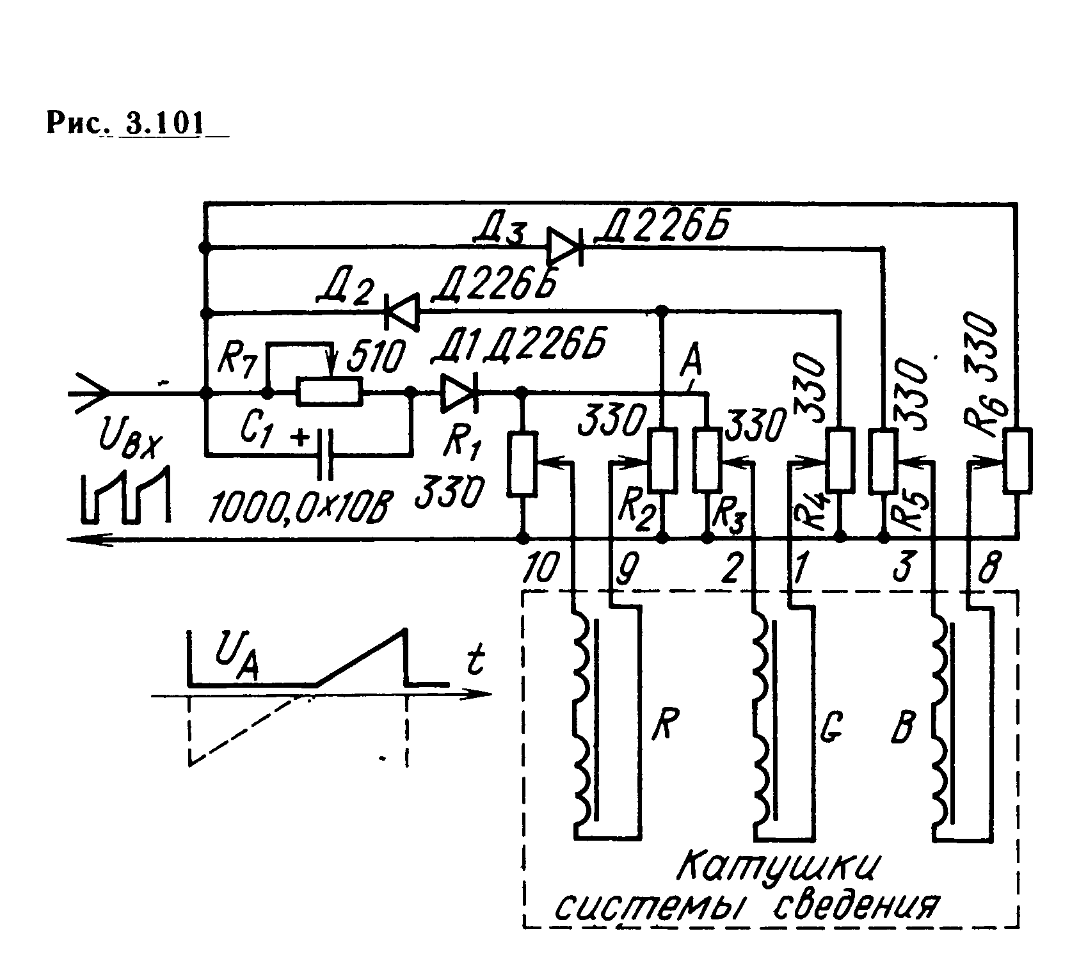
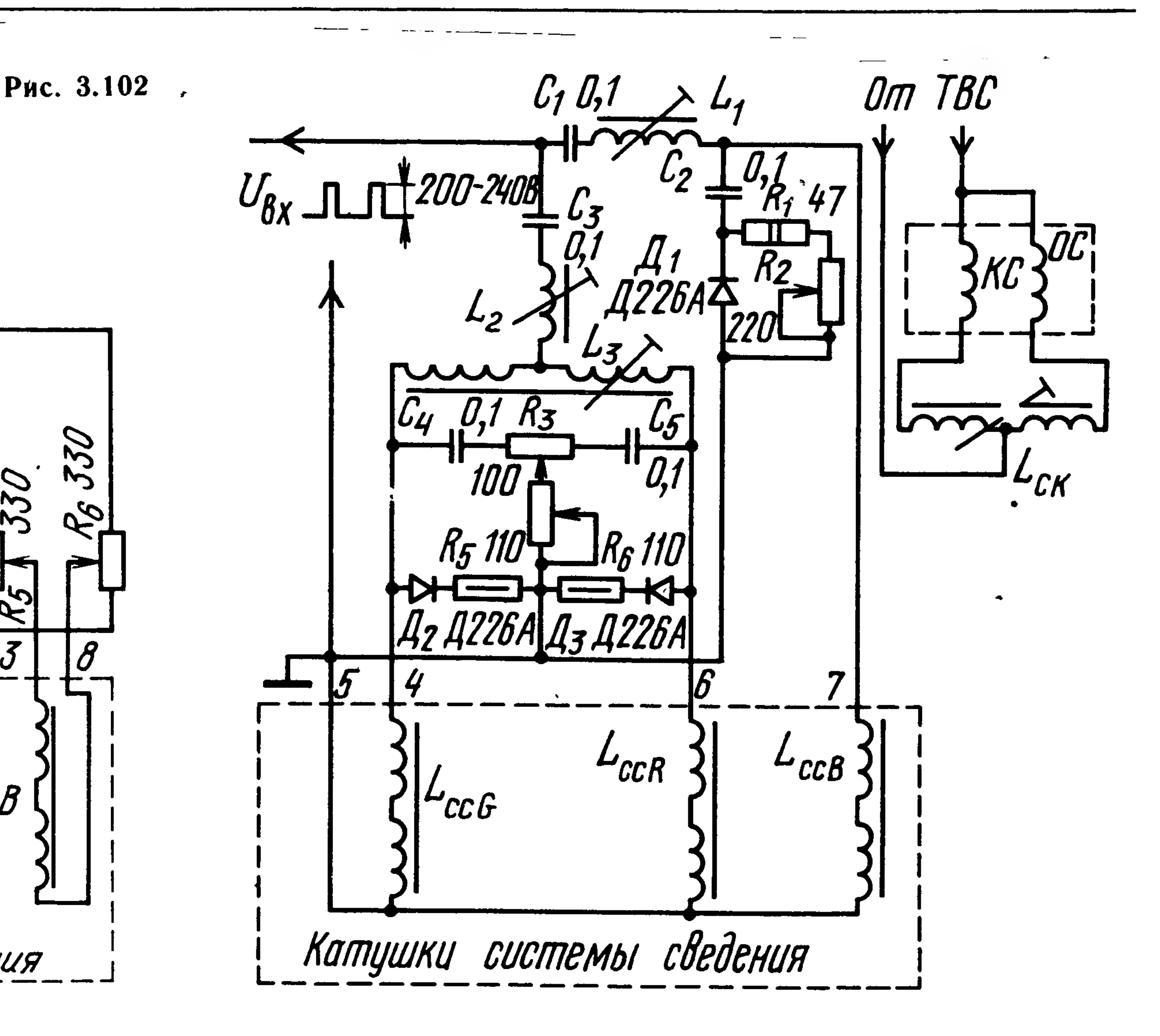


Рис. 3.102



и резисторов, в диагонали которых включены кадровые катушки электромагнитов сведения лучей. На катушках электромагнитов создается напряжение треугольной формы, тск же, текущий через них, имеет параболическую форму. Так как для сведения синего луча по вертикали требуется, как правило, сигнал меньшего напряжения с заметно выраженной пилообразной составляющей, мост формирования сигнала сведения синего луча содержит диод $Д_3$ только в одном плече.

Переменными резисторами R_1R_3 и R_5 регулируют сведение лучей в нижней части растра, а резисторами R_2 и R_4 — сведение красного и зеленого лучей в верхней части. Резистор R_6 служит для перемещения синих горизонтальных линий по вертикальной оси. Совместно с цепью сведения РС-90ЛЦ2 цепь на рис. 3.101 при подаче на ее вход напряжения с пилообразной составляющей около 10 В обеспечивает сведение лучей по вертикали в кинескопах 59ЛКЗЦ и 61ЛКЗЦ с ОС-90ЛЦ2. С кадровыми катушками регулятора сведения блок соединяют в соответствии с номерами контактов цепи сведения, которые указаны на рис. 3.101.

Иногда из-за производственных допусков на параметры отклоняющей системы и кинескопа наблюдается «пересведение» красной и зеленой линий в нижней части растра. Для формирования сигналов сведения красного и зеленого цепь C_1R_7 создает отрицательное напряжение смещения на диоде $Д_1$. В результате сигнал сведения во второй половине периода кадровой развертки формируется с запаздыванием.

В цепи сведения по горизонтали (рис. 3.102) для формирования сигнала сведения синего луча ток параболической формы в катушке системы сведения образуется в течение первой половины периода строчной развертки при разряде конденсатора C_2 через резисторы R_1R_2 и параллельно соединенные катушку регулятора сведения $L_{сс\,В}$ и катушку L_1, конденсатор C_1 и обмотку трансформатора строк, с которой снимаются импульсы напряжения к блоку формирования. При этом диод $Д_1$ закрыт напряжением, образующимся на резисторах R_1 и R_2. После окончания разряда конденсатора C_2 диод $Д_1$ открывается, шунтируя резисторы R_1 и R_2; благодаря накопленной в катушках L_1 и $L_{сс\,В}$ энергии в этой же цепи начинается заряд конденсатора C_2. Форма тока в катушке регулятора сведения $L_{сс\,В}$ получается при этом близкой к параболической. Это способствует улучшению сведения синего луча в вертикальном направлении на концах строк.

Конденсатор C_1 препятствует ответвлению значительного тока разряда конденсатора C_2 через индуктивность L_1 и обмотку трансформатора строчной развертки. При регулировке индуктивности катушки L_1 добиваются «распрямления» синей центральной строки, а резистором R_2 устраняют перекрещивание синей строки со сведенными красной и зеленой.

Для цепи сведения по горизонтали необходимы проволочные переменные резисторы с мощностью рассеивания не менее 3—4 Вт (например, ППЗ-10). Все конденсаторы МБМ на рабочее напряжение 250 В (C_2 желательно на 500 В). Диоды должны быть рассчитаны на обратное напряжение не менее 300 В.

Катушки намотаны на каркасах ∅ 8 мм. Намотка рядовая многослойная. Подстроечные сердечники — из феррита 1500 НМ; ∅4,5 мм, длина 15 мм. Расстояние между половинами катушек $L_{ск}$ и L_3, 18 мм.

Пределы изменения индуктивности катушек L_1 и L_2 — от 2 до 5 мГн, дифференциальные катушки $L_{ск}$ и L_3 имеют большое расстояние между половинами, поэтому сердечником подстраивают только одну из них, а индуктивность другой остается минимальной. Для катушки

$L_{ск}$ пределы регулировки индуктивности 0,17—0,36 мГн, для L_3 1,7—3,1 мГн.

Катушка $L_{ск}$ содержит 150+150 витков провода ПЭВ-2 0,45 с шириной намотки 7+7; катушки L_1 и L_2 — 570 витков ПЭВ-2 0,21 с шириной намотки 13 мм, а катушка L_3 — 425+425 витков ПЭВ-2 0,21 с шириной намотки 7+7 мм.

3.11. БЛОКИ ПИТАНИЯ

Наличие в телевизорах нескольких функциональных узлов, выполненных по различным схемам и требующих для своего питания отдельных источников напряжения, определяет ряд особенностей в построении блоков питания. Стремление избавиться от заметного на глаз «дышания» изображения при приеме трансляции программ телецентров, питаемых от других энергетических систем, а также при приеме программ цветного телевидения привело к созданию устройств, обеспечивающих при малых габаритах деталей лучшую фильтрацию и стабильность выпрямленного напряжения.

Сетевой блок питания переносных телевизоров «Юность». Телевизоры «Юность» можно питать как от сети переменного тока с напряжением 110, 127 или 220 В, так и от подключаемого к гнезду $Ш_5$ (рис. 3.103) отдельного аккумулятора напряжением 12 В. При питании телевизора от сети переменного тока используются трансформатор $Тр_7$, выпрямитель по мостовой схеме на диодах $Д_{28}$ и электронный стабилизатор (см. рис. 3.103).

Электронная стабилизация напряжения осуществляется с помощью составного транзистора $Т_{31}$ — $Т_{32}$ и цепи сравнения на транзисторе $Т_{33}$. Транзистор $Т_{32}$ рассчитан на пропускание всего потребляемого тока и включен последовательно в цепь источника выпрямленного напряжения, а транзистор $Т_{31}$ управляет током в его базовой цепи. На базу транзистора $Т_{33}$ подается напряжение с делителя, образованного резисторами R_{189}, R_{190} и R_{194}, а напряжение на эмиттере поддерживается постоянным при помощи стабилитрона $Д_{29}$.

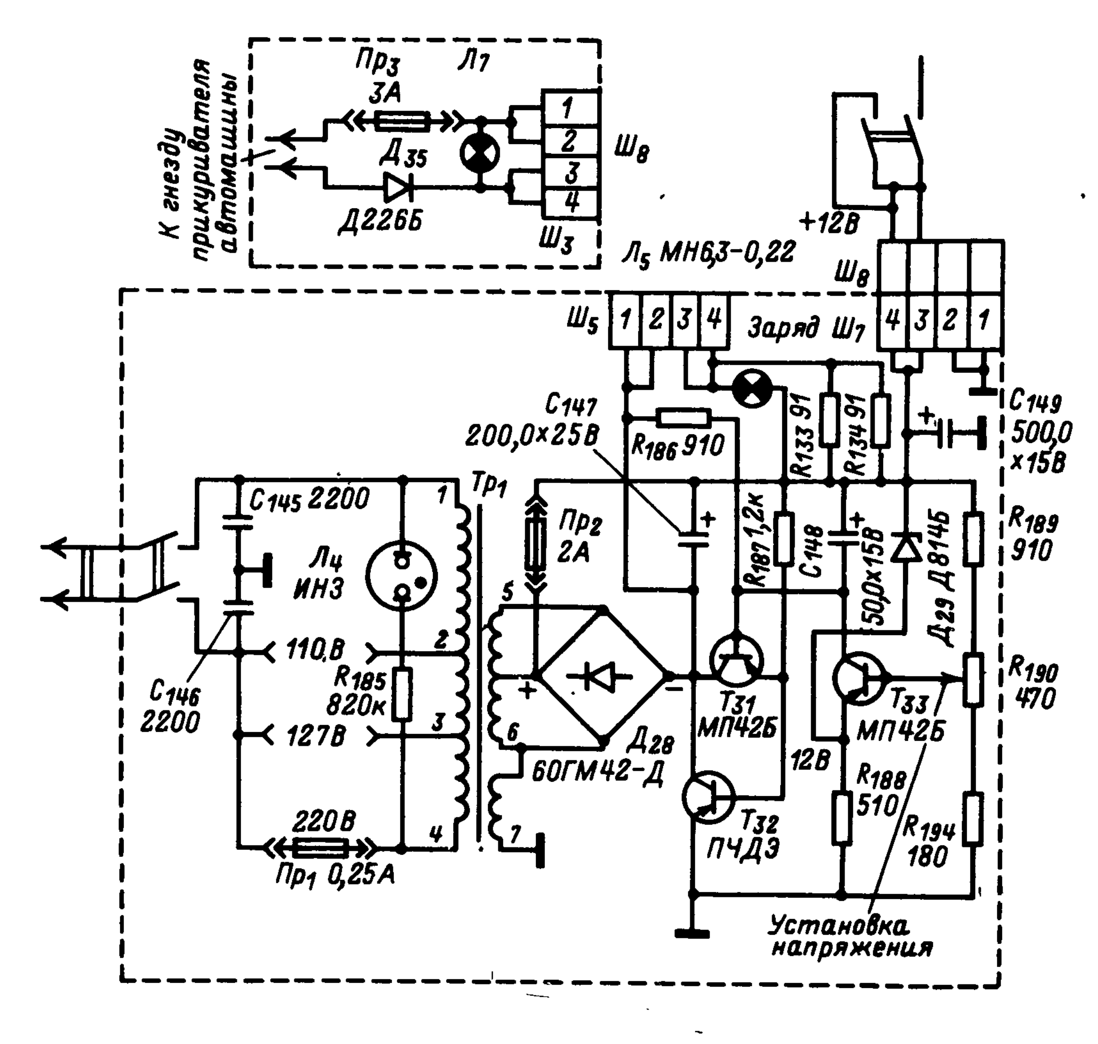


Рис. 3.103

Увеличение напряжения на выходе стабилизатора вызовет увеличение положительного напряжения на базе транзистора $Т_{33}$ (*p-n-p*) и соответственно уменьшение падения напряжения на резисторе R_{186}, что в свою очередь приведет к увеличению положительного напряжения на базе транзистора $Т_{31}$ (*p-n-p*). Напряжение на базе транзистора $Т_{32}$ и его сопротивление протекающему току возрастут, что приведет к соответствующему уменьшению напряжения на выходе стабилизатора.

Особенности блоков питания цветных телевизоров. Для питания оконечных каскадов видеоусилителей и узла строчной развертки необходимо иметь источник постоянного напряжения, выходное напряжение которого достигает 220—260 В. Допустимые пульсации на выходе выпрямителей, обеспечивающих такое напряжение, должны быть меньше, чем в черно-белых телевизорах. Объясняется это тем, что повышенный уровень пульсаций может привести к ухудшению сведения лучей, появлению помех в канале цветности и нарушению правильной работы цепей цветовой синхронизации (опознавания и выключения канала цветности). По этим причинам в фильтрах выпрямителей сетевых блоков питания цветных телевизоров приходится применять дроссели с большей индуктивностью обмоток и конденсаторы большей емкости, чем в черно-белых телевизорах.

Стабильность источников питания в цветных телевизорах должна быть выше, чем в черно-белых. Низкая стабильность приводит к нарушениям баланса белого и ухудшению сведения лучей цветовоспроизведения. Необходимость стабилизации источников нескольких напряжений приводит к усложнению блока питания из-за наличия в нем нескольких стабилизаторов выпрямленных напряжений. Поэтому в цветных телевизорах находят применение преобразователи напряжения, представляющие собой генераторы стабильных переменных или импульсных напряжений, которые питают несколько выпрямителей одновременно. При достаточно высокой частоте колебаний таких генераторов габариты трансформатора, к которому подключены выпрямители, и сглаживающих фильтров оказываются небольшими, что очень важно для переносных телевизоров.

Однако мощный генератор преобразователя и генератор строчной развертки могут создавать трудноустранимые взаимные помехи, и для них нужно два отдельных стабилизатора. Для того чтобы преодолеть эти трудности в современных цветных телевизорах, в качестве стабилизированного преобразователя напряжений используют генератор строчной развертки. Мощность генератора строчной развертки при этом увеличивается, но зато в таком блоке питания нужны только одна цепь стабилизации и один выходной трансформатор.

Стабилизированные источники постоянных напряжений 4 — 6, 25 кВ; 800, 220, 27, 20 и 3,5 В в телевизорах УПИМЦТ-61-II (рис. 3.104) представляют собой выпрямители, питаемые импульсными напряжениями от выходного трансформатора строчной развертки на тиристорах (см. стр. 144). Напряжение 25 кВ для питания анода кинескопа снимается с умножителя напряжения, УН8,5/25-1,2А (см. стр. 146), подключенного к обмотке *7—14* выходного трансформатора $Тр_1$. Для питания фокусирующего электрода к первой секции умножителя подключен переменный варистор R_{23}, позволяющий изменять напряжение фокусировки в пределах 4—6 кВ и дополнительно стабилизирующий это напряжение. Пульсации напряжения с первой секции умножителя, пропорциональные току лучей кинескопа, выпрямляются диодом $Д_{14}$, и полученное напряжение используется в канале яркости для ограничения тока лучей.

Выпрямитель напряжения 800 В на диоде $Д_7$ используется для питания ускоряющих электродов кинескопа. Благодаря подключению конденсатора C_{17} к выводу *3* диод $Д_7$ выпрямляет импульсные напряжения, возникающие на обмотках *10—14* и *2—3*. Для уменьшения рабочего напряжения на конденсаторе фильтра C_{22} он подключен к источнику напряжения +260 В.

Выпрямитель 220 В на диоде $Д_9$ соединен с выводом *8* трансформатора через дроссель L_{12}, уменьшающий пусковой ток при незаряженном конденсаторе C_{23}. Резисторы R_{13} и R_{17} также уменьшают пусковые токи выпрямителей с диодами $Д_8$ и $Д_{12}$. Однополупериодные выпрямители с диодами $Д_{11}$ и $Д_{13}$ вырабатывают напряжения +3,5 В и −3,5 В для питания цепей центровки по горизонтали и электромагнитов бокового смещения синего луча.

Ступенчатая центровка по горизонтали производится при помощи переключателя X_{19} перестановкой его в положение *1—5* (см. рис. 3.104). Дроссель L_{13} предотвращает шунтирование строчных катушек схемой центровки. Конденсатор C_{34} уменьшает рассеивание мощности строчной частоты на резисторах R_{18} и R_{19}.

Частота пульсаций на выходах всех выпрямителей равна частоте строчной развертки 15 625 Гц; однако на выходе выпрямителей с диодами $Д_8$ и $Д_{12}$, питающими кадровую развертку, установлены конденсаторы C_{18} и C_{29} большой емкости. При меньшей емкости конденсаторов на внутреннем сопротивлении источника, питающего эти выпрямители, ток кадровой частоты создавал бы падение напряжения. Это привело бы к модуляции строчной развертки током кадровой частоты.

Стабилизированный блок питания без сетевого трансформатора можно построить, используя генератор строчной развертки в качестве преобразователя (см. рис. 3.105). В этом блоке для питания оконечного каскада строчной развертки на транзисторе T_{10} используется бестрансформаторный сетевой выпрямитель с диодами $Д_8$ — $Д_{11}$. Транзисторы задающего генератора T_1 и T_2, эмиттер-

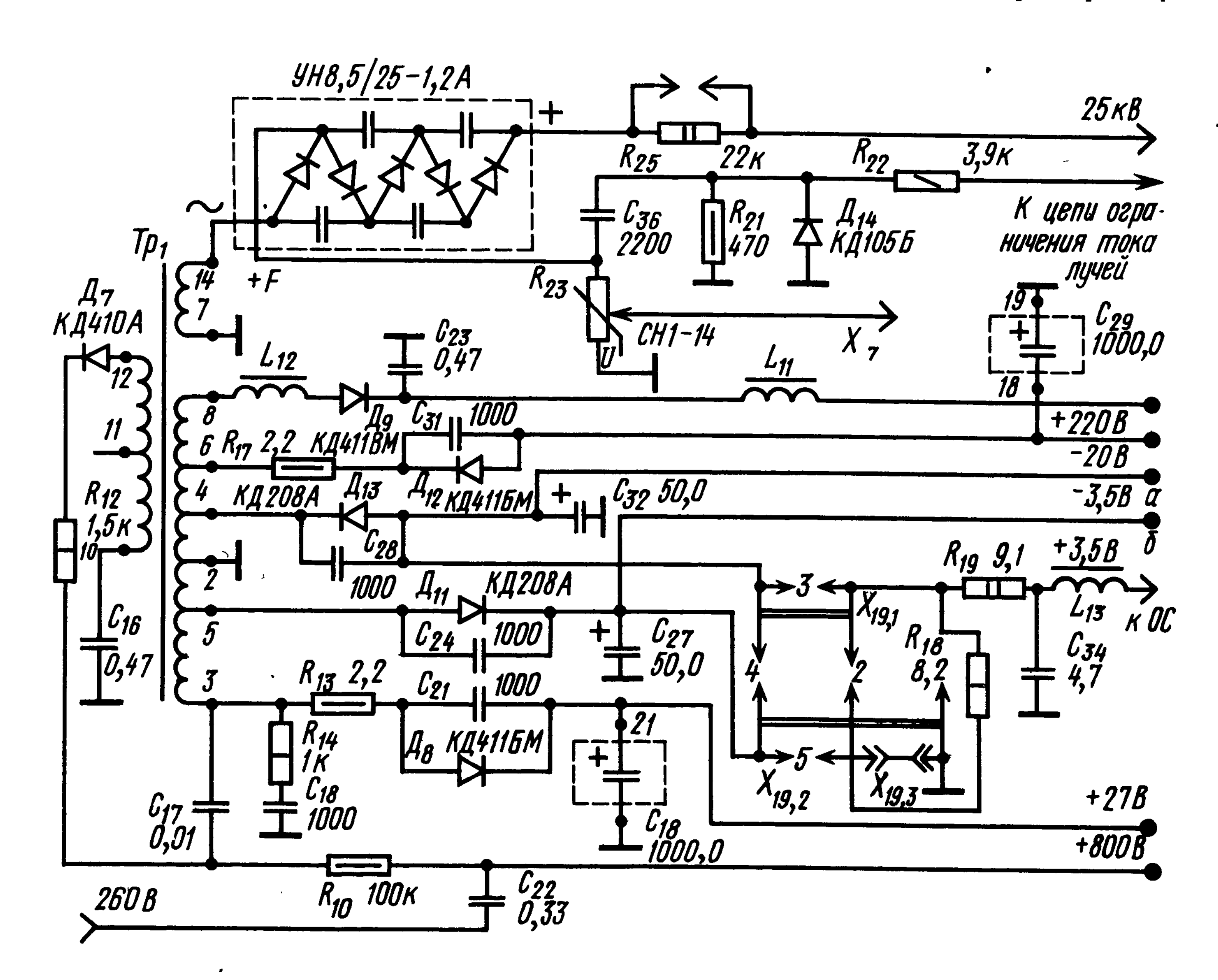


Рис. 3.104

ного повторителя T_3, устройства сравнения T_4 и T_5, широтно-импульсного модулятора T_6 и T_7 и усилителя-формирователя управляющих импульсов T_8 и T_9 питаются от выпрямителя импульсных напряжений на диодах $Д_{12}$ $Д_{13}$, вырабатываемых оконечным каскадом.

Для запуска устройства в момент включения на перечисленные каскады через резисторы R_{23} и R_{25} подается напряжение от сетевого выпрямителя. Ток через эти резисторы меньше допустимого по технике безопасности, и можно считать, что стабилизатор имеет гальваническую развязку от сети. После запуска стабилизатор начинает вырабатывать напряжение +24 В, которым питается нагрузка (другие блоки телевизора) и через диод $Д_3$ — каскады самого стабилизатора. Стабилитрон $Д_5$ уменьшает до 33 В броски питающего напряжения и предотвращает пробой переходов транзисторов T_3, T_5 — T_9 во время пуска (когда задающий генератор еще не начал работать).

Напряжение на выходе стабилизатора регулируется благодаря широтной модуляции импульсов, управляющих оконечным каскадом на транзисторе T_{10}. При увеличении длительности этих импульсов конденсатор C_4 на выходе выпрямителя стабилизатора успевает зарядиться до большего напряжения, а при уменьшении ширины этих импульсов напряжение на выходе стабилизатора уменьшается.

Широтная модуляция осуществляется в дифференциальном усилителе на транзисторах T_6 и T_7. На базу транзистора T_7 через эмиттерный повторитель на транзисторе T_3 от задающего генератора подаются пилообразные импульсы амплитудой до 15 В. На базу транзистора T_6 от дифференциального усилителя на транзисторах T_4, T_5 устройства сравнения поступает разностное напряжение, полученное при сравнении выходного напряжения стабилизатора с опорным напряжением от стабилитрона $Д_4$. В результате на резисторе R_{17} выделяются усеченные по основанию пилообразные импульсы, длительность которых обратно пропорциональна выходному напряжению стабилизатора.

В усилителе-формирователе на транзисторах T_8, T_9 формируются прямоугольные импульсы, длительность которых равна длительности пилообразных импульсов.

Пилообразное напряжение в задающем генераторе образуется в результате быстрого заряда и медленного разряда конденсатора C_3. Заряд происходит через резистор R_2, диод $Д_1$ и эмиттерный переход транзистора T_2, открытого до насыщения током заряда и током, проходящим через резисторы R_4 — R_6. Транзистор T_1 в это время закрыт, его база соединена через диод $Д_2$ и транзистор T_2 с общим проводом.

В процессе заряда конденсатора C_3 транзистор T_2 выходит из насыщения, напряжение на его коллекторе повышается, и диод $Д_2$ закрывается. Транзистор T_1 открывается, напряжение на его коллекторе падает, и диод $Д_1$ закрывается. Конденсатор C_3 начинает медленно разряжаться через резисторы R_3 — R_6 и транзистор T_2. Благодаря включению конденсатора C_3 в цепь обратной связи коллектор-база транзистора T_2 разряд этого конденсатора происходит медленно.

Из-за снижения напряжения на коллекторе транзистора T_2 диод $Д_2$ открывается, а транзистор T_1 закрывается. В итоге открывается диод $Д_1$, и начинается новый цикл заряда конденсатора C_3. Для синхронизации задающего генератора на базу транзистора T_1 через конденсатор C_1 подаются строчные синхронизирующие импульсы амплитудой не более 300 мВ.

Переменным резистором R_9 регулируют выходное напряжение стабилизатора при подключенной нагрузке. При любом положении движка резистора R_9 длительность импульсов на обмотке 3—4 трансформатора TP_2 не должна превышать 20 мкс.

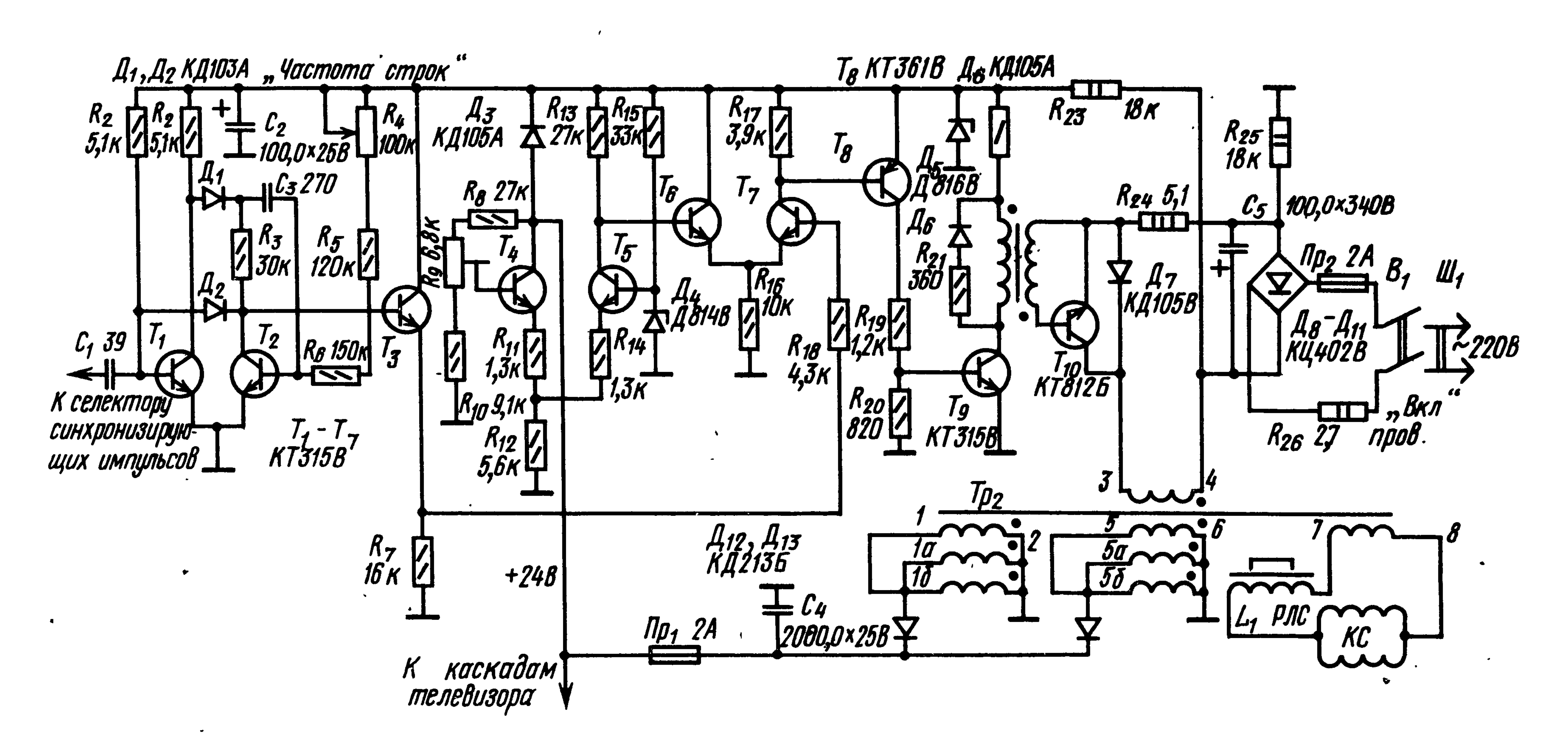


Рис. 3.105

При большей длительности этих импульсов время обратного хода строчной развертки возрастает настолько, что левая и правая части изображения оказываются выведенными за пределы развертки и пропадают.

К обмотке *7—8* трансформатора TP_2 можно подключить строчные катушки отклоняющей системы ОС-90П2 или ОС-70П1 и РЛС от телевизоров «Юность» или «Электроника ВЛ-100». В этом случае при напряжении сети 180—230 В и выходном напряжении 24 В коэффициент стабилизации равен 30. Мощность, отдаваемая в нагрузку, достигает 120 Вт при КПД, равном 0,7, и длительности обратного хода строчной развертки не более 15 мкс. С отключенной ОС выходное напряжение остается стабильным при напряжении сети 110—230 В.

Трансформатор $Тр_1$ — от телевизора «Юность» ($Тр_5$ в табл. 3.6). Трансформатор $Тр_2$ выполнен на сердечнике ПК40×16 (из феррита 3000 НМС) с зазором 1,5 мм, применяемом в трансформаторах ТВС-90ЛЦ-2. Намотка катушек — рядовая и выполнена на одной стороне сердечника проводом ПЭЛ-0,33. Первый слой содержит обмотки *1-2*, *1а-2* и *1б-2*, намотанные одновременно в три провода. Во втором слое размещается обмотка *3—4* из 78 витков. Третий слой (обмотки *5—6*, *5а—6*, *5б—6*) аналогичен первому. Число витков всех обмоток первого и третьего слоев должно быть строго одинаковым. Четвертый слой (обмотка *7—8*) также наматывается в три провода и и может иметь 10—12 витков. Параллельное соединение обмоток необходимо, потому что при частоте импульсов 15 625 Гц проявляется поверхностный эффект (ток проходит только по поверхности провода) и сечение одного толстого провода будет использоваться не полностью. Если необходимы несколько выходных напряжений, то надо намотать дополнительные обмотки и подключить к ним добавочные выпрямители. Для питания анода кинескопа на другой стороне сердечника трансформатора $Тр_2$ можно намотать обмотку, содержащую 3000—3500 витков провода ПЭВ-2 0,1 и подключить к ней умножитель напряжения УН8,5/25-1,2А или выпрямитель на селеновых столбиках $Д_{17}$ — $Д_{21}$ (см. рис. 3.76). Для получения напряжения свыше 8—9 кВ необходим дополнительный каскад на транзисторе типа КТ805А или КТ809А (T_{13} на рис. 3.76), нагруженный трансформатором с повышающей обмоткой, питающей высоковольтный выпрямитель ($Тр_6$ и $Д_{17}$ — $Д_{21}$ на рис. 3.76). На базу дополнительного транзистора подаются положительные импульсы с дополнительной обмотки из шести витков провода ПЭЛ-0,7, намотанной на трансформаторе $Тр_2$ (см. рис. 3.105).

3.12. НАСТРОЙКА ТРАКТОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

Производить настройку и регулировку отдельных блоков и всего телевизора в целом следует лишь после проверки работы блока питания. Для этого нужно убедиться в том, что блок питания обеспечивает подачу требуемых напряжений при полной нагрузке, т. е. при включении питания на все блоки. Измерение напряжения можно проводить миллиампервольтметром любого типа.

Меры безопасности. Проводя измерения напряжений, настройку и регулировку блоков, нельзя забывать, что, когда телевизор включен в электросеть, в нем имеется высокое напряжение, опасное для человека. Поэтому при всех этих работах следует строго соблюдать меры безопасности. Основными из этих мер являются следующие:

1. Настройку телевизора надо проводить одной рукой; вторая рука не должна касаться шасси телевизора или других его деталей, а также приборов и проводящих предметов, расположенных рядом с шасси.

2. Нельзя прикасаться (даже одной рукой) к выводам анода кинескопа и деталей оконечного каскада строчной развертки, к выводам трансформаторов ТВК и ТВС, а также к цепям и проводникам, соединенным с ними.

3. Следует избегать прикосновения к цепям, соединенным с источником анодного напряжения, а также к деталям выпрямителя.

4. Нельзя подключать измерительные приборы, а также проводить монтаж (подпайку, перепайку) деталей во включенном телевизоре. Нужно выключить телевизор, затем подключить приборы либо выполнить монтаж или демонтаж той или иной детали и лишь после этого снова включить телевизор. Этой мерой обеспечивается не только безопасность работы, но и сохранность таких деталей, как транзисторы и микросхемы, которые могут вывести из строя случайные импульсы напряжения, возникающие при подключении приборов и небольшие токи утечки через изоляцию в электрическом паяльнике.

Настройку трактов изображения и звука можно провести при помощи генератора сигналов и лампового вольтметра или миллиампервольтомметра, а также при помощи генератора качающейся частоты (ГКЧ) типа Х1-7 (ПНТ-59) и ему подобных; ГКЧ используются на промышленных предприятиях и обеспечивают наглядность и быстроту настройки при налаженном поточном производстве. Радиолюбители отдают предпочтение генератору сигналов и ламповому вольтметру.

Из аппаратуры, которая необходима для настройки трактов изображения и звука с диодным видеодетектором и дробным детектором ЧМ, радиолюбителям наиболее доступны генератор сигналов типа Г4-119А, ГС-8 или ГСС-6А; ламповый или электронный вольтметр типа ВКС-7, В7-2 или ВЛУ-2; миллиампервольтомметры типа Ц4314, Ц4341, Ц-20 или тестер ТТ-1 (ТТ-2) и им подобные.

Электронный вольтметр нужен для снятия частотной характеристики видеоусилителя, и если он имеется в распоряжении радиолюбителя, то можно обойтись без миллиампервольтомметра. Если

имеется лишь миллиампервольтомметр, то можно выполнить настройку всего тракта изображения, за исключением видеоусилителя.

Прежде чем приступить к настройке блоков телевизора при помощи измерительной аппаратуры, необходимо хорошо изучить прилагаемые к ней инструкции по эксплуатации.

Для настройки тракта изображения с синхронным видеодетектором в условиях производства применяют комплект аппаратуры, состоящий из трех генераторов, осциллографа и частотомера. Такой комплект позволяет ускорить настройку. Если не преследовать эту цель, то в радиолюбительских условиях можно ограничиться применением одного из перечисленных сигнал-генераторов и любого осциллографа. Такие же два прибора можно использовать и для настройки тракта звукового сопровождения с ЧМ детектором произведения.

Настройка тракта изображения с диодным видеодетектором

Настройка УПЧИ блока изображения, изготовленного радиолюбителем, или ненастроенного некондиционного блока от промышленного телевизора проводится следующим образом.

Вольтметр переменного напряжения с конечным значением шкалы 10 или 30 В присоединяют к выходу видеоусилителя (к катоду кинескопа) через конденсатор емкостью 0,1—0,5 мкФ, а ВЧ кабель генератора Г3-8 (ГМВ, СГ-1) — ко входу УПЧИ и шасси телевизора (селектор каналов должен быть отключен). Регулятор выходного напряжения генератора устанавливают на нулевую отметку, включив на одно из средних положений ступенчатый делитель этого напряжения и установив внутреннюю модуляцию генератора синусоидальным напряжением.

После включения приборов и телевизора и их десятиминутного прогрева вначале настраивают режекторные контуры (К05, К06, К08, К09 на рис. 3.21). Для этого выставляют на шкале генератора частоту, на которую надо настроить один из перечисленных контуров. Доводят выходное напряжение генератора до уровня, при котором вольтметр показывает напряжение 2—4 В. Вращая сердечник катушки настраиваемого контура, добиваются минимальных показаний вольтметра.

После этого настраивают остальные контуры, формирующие характеристику УПЧИ в полосе пропускания. При этом на шкале генератора устанавливают частоты, на которые настраивают эти контуры, и вращением сердечников в их катушках добиваются максимальных показаний вольтметра. По мере подхода к максимальным показаниям нужно уменьшать выходное напряжение генератора во избежание неточной настройки из-за ограничения сигнала в каскадах УПЧИ при слишком большом его уровне.

Проверка правильности настройки УПЧИ проводится при таком выходном напряжении генератора, когда усиливаемый сигнал не ограничивается в усилительных каскадах и максимальные показания вольтметра на выходе видеоусилителя не превышают 7—8 В. Поддерживая выходное напряжение генератора на выбранном уровне (контролируется по вольтметру генератора), изменяют его частоту через 1 МГц и на каждой частоте записывают показания вольтметра на выходе видеоусилителя. По полученным данным строят частотную характеристику УПЧИ, которая должна иметь вид, сходный с видом характеристики на рис. 3.22.

Если выходное напряжение в пределах полосы пропускания будет отличаться от усиления на средней частоте более чем на ±20%, нужно провести подстройку контуров и снова сравнить полученную частотную характеристику с требуемой.

Проверка частотной характеристики видеоусилителя проводится в том случае, если он сконструирован самостоятельно, либо после ремонта, связанного с заменой корректирующих дросселей, индуктивность которых оказывает влияние на равномерность этой характеристики. Выход генератора Г4-1А через конденсатор емкостью 1,0 мкФ подключают ко входу видеоусилителя (KT_4 на рис. 3.21) и к шасси телевизора, снимают с цоколя панель кинескопа и к гнезду, соединившемуся с катодом, подключают вход ВЧ пробника электронного вольтметра В7-2, корпус которого также соединяют с шасси. Все соединения выполняют короткими проводами.

Выходное напряжение генератора поддерживают равным 1 В, а его частоту изменяют от 0,1 до 6,5 МГц через 0,5 МГц. Для каждого значения частоты отмечают и записывают показания лампового вольтметра. По полученным данным вычерчивают частотную характеристику (см. рис. 3.22,*б*). Если необходимо, то лучшей равномерности характеристики (допустим небольшой подъем на частоте 5 МГц) добиваются, изменяя индуктивность корректирующих дросселей. Режекторные контуры (К014, К015 на рис. 3.21) настраивают по минимуму показаний вольтметра на частоте 6,5 МГц.

Налаживание УПЧИ на интегральных микросхемах с диодным видеодетектором при помощи генератора качающейся частоты

Налаживание УПЧИ на интегральных микросхемах с диодным видеодетектором (см. рис. 3.23) начинают с проверки режимов микросхем и транзисторов по постоянному току. Они не должны отличаться от указанных на схеме более чем на ±20%. Режимы микросхем и транзисторов измеряют относительно общего провода при отсутствии сигнала на входе тракта. При этом импульсы обратного хода луча с ТВС на ключевой каскад АРУ не подаются. Режим транзистора T_1 устанавливают подстроечным резистором R_5, транзистора T_3 в зависимости от выбранного порога срабатывания АРУ — подстроечным резистором R_{16}.

Затем приступают к настройке контуров УПЧИ, отпаяв перемычку между контрольными точками KT_1 и KT_2. Выходной кабель прибора для настройки телевизоров (Х1-7 или аналогичного) подключают через резистор сопротивлением 100 Ом к

точке KT_2, а входной кабель (без детекторной головки) к точке, обозначенной на схеме буквой A, через резистор сопротивлением 2—3 кОм. На экране прибора должно появиться изображение АЧХ УПЧИ.

Регулируя ручки прибора «Усиление», «Средняя частота», «Выходное напряжение» и «Масштаб», устанавливают размеры характеристики, удобные для наблюдения. Вращая сердечники катушек $L_7 — L_9$, добиваются получения формы характеристики, данной на рис. 3.25,*а*, после чего вновь припаивают перемычку между точками KT_1 и KT_2.

После этого настраивают ФСС. Выходной кабель прибора Х1-7 подключают ко входу ФСС, а входной кабель оставляют подключенным к точке A. Сердечники катушек L_1, L_3 полностью ввинчивают, а катушек L_4, L_6 полностью вывинчивают. Вращая сердечники катушек L_4, L_6, формируют левый, а катушек L_1, L_3 — правый склон АЧХ. Изменяя индуктивность катушек L_2 и L_5, добиваются того, чтобы неравномерность характеристики в полосе пропускания 33,2—36,5 МГц была не более 15%. Необходимый вид характеристики показан на рис. 3.25,*б*.

В последнюю очередь проверяют пределы регулирования усиления УПЧИ. Вращая движок резистора R_5, устанавливают напряжение на коллекторе транзистора T_1 (контрольная точка KT_3) равным 8 В. При этом усиление УПЧИ должно уменьшиться до 40 дБ при изменении формы АЧХ в пределах допустимого.

Налаживание интегрального модуля УПЧИ с синхронным видеодетектором при помощи генератора и осциллографа

Налаживание интегрального модуля УПЧИ с синхронным видеодетектором (см. рис. 3.26) можно выполнить вне телевизора, соединив контакты *4* и *7* разъема X_1 модуля соответственно с положительным и отрицательным полюсами автономного источника напряжения 12 В.

Входной кабель ПЧ модуля соединяют с выходом генератора Г4-18А (ГМВ, СГ-1), а к гнезду *3* разъема X_1 подключают вертикальный вход любого осциллографа, корпус которого подключают к гнезду *7* разъема X_1. Усиление по горизонтали у осциллографа уменьшают до нуля или выключают горизонтальную развертку. Уровень сигнала на выходе модуля контролируют по отклонению луча осциллографа по вертикали, установив вертикальное усиление таким, чтобы это отклонение не выходило за пределы экрана. Настройку ведут, установив уровень внутренней модуляции генератора в пределах 85—90% при выходном напряжении 400 мкВ.

На частоте 30,0 МГц вращением сердечника настраивают контур с катушкой L_6 по минимуму отклонения луча осциллографа. Затем, добиваясь минимального отклонения луча осциллографа, настраивают контур с катушкой L_8 на частоте 30,5 МГц и с катушкой L_4 на частоте 31,5 МГц. Добиваясь максимального отклонения луча осциллографа, нужно настроить контуры с катушками L_5 (39,5 МГц), L_1 (40,5 МГц) и L_7 (40,0 МГц). Далее, добиваясь максимального отклонения луча осциллографа, надо подстроить контур с катушками L_3 (36,5 МГц), L_9 (35,0 МГц) и L_2 (33,5 МГц).

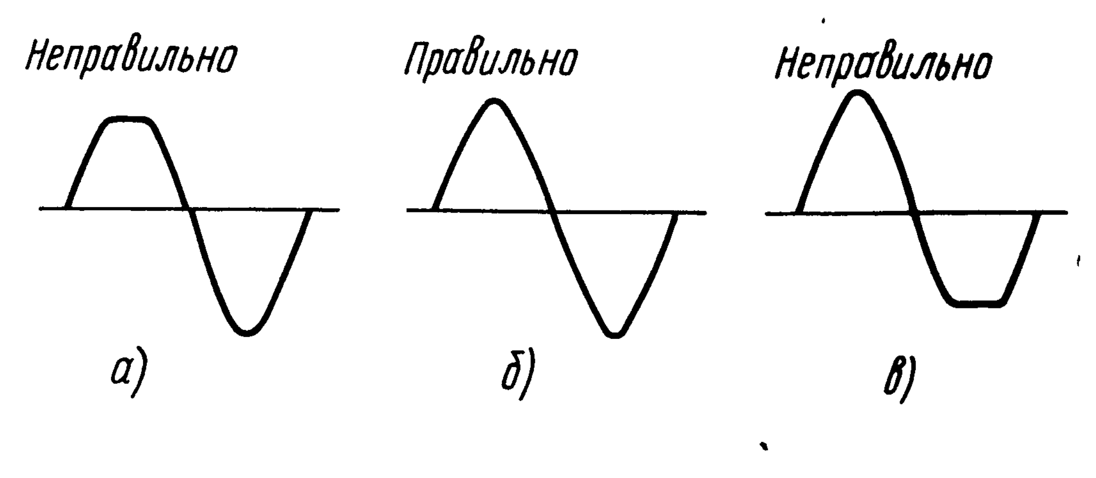


Рис. 3.106

Для настройки контура синхронного детектора частоту горизонтальной развертки осциллографа подбирают такой, чтобы на его экране была видна синусоидальная кривая НЧ сигнала модулирующего генератор. На частоте 38,0 МГц, вращая сердечник катушки L_{11}, добиваются симметричной формы наблюдаемого сигнала (рис. 3.106,*б*), что будет соответствовать максимальной линейности характеристики синхронного детектора.

После настройки всех контуров, изменяя частоту генератора через 0,5 МГц и поддерживая его выходное напряжение на уровне 400 мкВ, снимают АЧХ УПЧИ в диапазоне 29—42 МГц, откладывая на графике по оси X высоту линии вертикального отклонения луча осциллографа. Снятая характеристика должна укладываться в допуски, изображенные на рис. 3.27. Если она выходит за пределы допусков, то после настройки контура синхронного детектора необходимо снова повторить настройку контуров УПЧИ на частотах, где наблюдается отклонение от допусков.

Настройка тракта звукового сопровождения с дробным детектором

В зависимости от схемы тракта звукового сопровождения сигнал разностной частоты 6,5 МГц, поступающий на вход УПЧЗ, снимается с нагрузки видеодетектора или видеоусилителя. Несмотря на это, при настройке УПЧЗ сигнал от генератора Г4-1А или Г4-18А с частотой 6,5 МГц следует подать ту точку, где он образуется, т. е. на нагрузку видеодетектора.

Настройка УПЧЗ ведется при выходном напряжении генератора 0,5—1В и включенной модуляции. Сигнальный провод выходного кабеля генератора через конденсатор 1000 пф подключают к контрольной точке KT_4 (см. рис. 3.21), а его оболочку — к шасси телевизора.

Вольтметр постоянного напряжения подключают параллельно резистору R_{99} (см. рис. 3.21). Вращением сердечников в катушке L_{65} добиваются максимальных показаний вольтметра.

Проверка настройки УПЧЗ проводится для определения полосы пропускания после его настройки. Оставив приборы включенными, как и в предыдущем случае, изменяют частоту генератора сначала в сторону уменьшения, а затем в сторону увеличения и отмечают частоты, при которых показания вольтметра уменьшаются на

50%, максимальных на частоте 6,5 МГц. Разность этих частот, отмеченных на шкале генератора, и будет шириной полосы пропускания УПЧЗ. Она не должна быть у́же 500 кГц.

Настройка контуров дробного детектора проводится при таком же, как и в предыдущем случае, подключении генератора и его выходном напряжении 0,5—1 В на частоте 6,5 МГц. Вольтметр постоянного напряжения подключают параллельно конденсатору C_{95} (см. рис. 3.21). Вращением сердечника в катушке L_{69} добиваются максимальных показаний вольтметра. Затем один полюс вольтметра подключают к контрольной точке $КТ_{20}$, а второй — к точке соединения двух дополнительных резисторов сопротивлением по 27 кОм, включенных параллельно конденсатору C_{95} и шасси. Вращая сердечник катушки L_{70}, добиваются минимальных показаний вольтметра. При правильной настройке последующие повороты сердечника в обе стороны будут приводить к увеличению показаний вольтметра.

Установив частоту генератора 6,5 МГц с внутренней модуляцией 30%, отключают вольтметр постоянного напряжения и подключают к контрольной точке $КТ_{20}$ (см. рис. 3.21) и к шасси телевизора ламповый милливольтметр В3-13. Регулировкой переменного резистора R_{102} добиваются минимальных показаний милливольтметра.

Проверка настройки контуров детектора оказывается необходимой, если имеются сомнения в правильности этой настройки, и ведется при таком же подключении генератора и вольтметра постоянного напряжения, как и в предыдущем случае. При подаче сигнала с частотой 6,5 МГц и правильной настройке контуров стрелка вольтметра должна оставаться на нулевой отметке его шкалы. Изменяя частоту генератора от указанного значения в обе стороны на ±200 кГц и изменяя полярность включения вольтметра, отмечают его показания. Допустимо, если измеренные напряжения в этих двух случаях будут различаться не более чем на ±20%. Уточнить настройку катушки L_{70} (см. рис. 3.21) можно во время приема телепередачи, добившись небольшими поворотами сердечников наилучшего качества звукового сопровождения без искажений и фона кадровой частоты.

Настройка тракта звукового сопровождения с дробным детектором без генератора сигналов

Если в распоряжении радиолюбителя нет генератора сигналов, то достаточно точную настройку тракта звука можно выполнить во время приема телепередачи по сигналам телецентра, используя миллиампервольтомметр Ц-20, тестер ТТ-1 и подобные им приборы. К такой настройке приступают лишь после полной отладки УПЧИ и правильной установки частоты гетеродина, которую проводят, ориентируясь на получение наиболее четкого изображения, свободного от окантовок и серых теней на деталях.

Настройка УПЧЗ ведется в такой же последовательности и при таком же подключении вольтметра постоянного напряжения, как и при использовании генератора сигналов. Если в начале настройки показания вольтметра будут малы, то нужно выбрать более чувствительный диапазон измерений и установить максимальную контрастность изображения. По мере настройки контуров УПЧЗ контрастность изображения следует уменьшить, с тем чтобы стрелка вольтметра не отклонялась за пределы выбранного диапазона измерений.

Настройка контуров дробного детектора проводится при таких же подключениях вольтметра постоянного напряжения, как и при настройке с генератором. Приступая к настройке контура с катушкой L_{69} (см. рис. 3.21), нужно установить контрастность изображения максимальной и снижать ее по мере достижения максимальных показаний вольтметра. Заканчивая настройку контура, следует пройти весь возможный диапазон контрастности, начиная от минимума, и остановиться там, где рост показаний вольтметра с увеличением контрастности замедляется. При этом положении регулятора контрастности начинают настройку второго контура детектора, которую ведут в той же последовательности и при таком же подключении вольтметра, как и при настройке с генератором. Настройку и регулировку второго контура детектора уточняют во время приема телепередачи, добиваясь наилучшего качества звукового сопровождения без искажений и фона.

Настройка модуля УПЧЗ на интегральных микросхемах с детектором произведения при помощи генератора и осциллографа

Настройку модуля УПЧЗ на интегральных микросхемах с детектором произведения (см. рис. 3.31) можно выполнить вне телевизора, подключив к контактам *3* и *4* разъема X_1 модуля соответственно отрицательный и положительный полюсы автономного источника питания. Выход генератора Г4-1А или Г4-18А через резистор сопротивлением 270 Ом соединяют с гнездом *2*, а корпус генератора — с гнездом *3* этого же разъема. К гнездам *2* и *3* подключают конденсатор емкостью 47 пф, а выходное гнездо генератора шунтируют резистором сопротивлением 75 Ом. К гнезду *5* разъема X_{12} подключают вертикальный вход любого осциллографа, корпус которого также соединяют с гнездом *3* разъема X_1.

Установив внутреннюю модуляцию глубиной 85—90% на частоте 6,5 МГц, подбирают уровень выходного напряжения генератора таким, чтобы сигнал не ограничивался в каскадах УПЧЗ. Для этого, сначала установив максимальное усиление у осциллографа по входу *X* и выключив развертку по горизонтали, увеличивают выходное напряжение генератора и наблюдают за ростом отклонения луча осциллографа по вертикали. Заметив уровень, при котором рост вертикального отклонения прекращается, уменьшают вдвое амплитуду сигнала генератора и начинают настройку.

Чтобы настроить контуры полосового фильтра на входе модуля, сначала расстраивают опорный контур детектора произведения, вращая сердечник катушки L_5 и добиваясь максимального от-

клонения луча осциллографа по вертикали. Затем, вращая сердечник катушек L_1 — L_4, также добиваются максимального отклонения луча осциллографа по вертикали. Если во время настройки контуров с катушками L_1 — L_4 сигнал в УПЧЗ начинает ограничиваться, то надо уменьшить амплитуду сигнала генератора и вновь настроить контуры модуля.

При настройке опорного контура детектора произведения вращают сердечник катушки L_5, добиваясь минимального отклонения луча осциллографа по вертикали. При повороте сердечника катушки L_5 в обе стороны от положения точной настройки амплитуда отклонения луча осциллографа должна увеличиваться. Окончательную подстройку опорного контура детектора произведения проводят во время приема телепередачи. Небольшими поворотами сердечника катушки L_5 добиваются наилучшего качества звукового сопровождения без искажений и фона кадровой частоты.

Настройка УПЧЗ на интегральных микросхемах с дробным детектором при помощи генератора качающейся частоты

Усилитель промежуточной частоты звукового сопровождения на интегральных микросхемах (см. рис. 3.30) можно настроить при помощи прибора для настройки телевизоров Х1-7 или аналогичного. Выход генератора качающейся частоты прибора подключают ко входу УПЧЗ («Вход»). Детекторную головку осциллографа прибора присоединяют к контрольной точке KT_1. Ручками «Усиление» и «Масштаб» устанавливают размеры кривой, удобные для наблюдения.

Вращая сердечник катушек L_1 и L_2, добиваются на экране электронно-лучевой трубки прибора АЧХ, показанной на рис. 3.107,*а*. Далее переносят детекторную головку прибора на контрольную точку KT_2 и, вращая сердечники катушек L_4 и L_5, добиваются соответствия формы АЧХ, показанной на рис. 3.107,*б*. После этого ко входу осциллографа прибора подключают кабель без детекторной головки и соединяют выводы этого кабеля с контрольной точкой KT_3 и общим проводом. Вращая сердечник катушки L_5 контура дробного детектора и движок подстроечного резистора R_1, стремятся получить на экране осциллографа кривую, показанную на рис. 3.107,*в*.

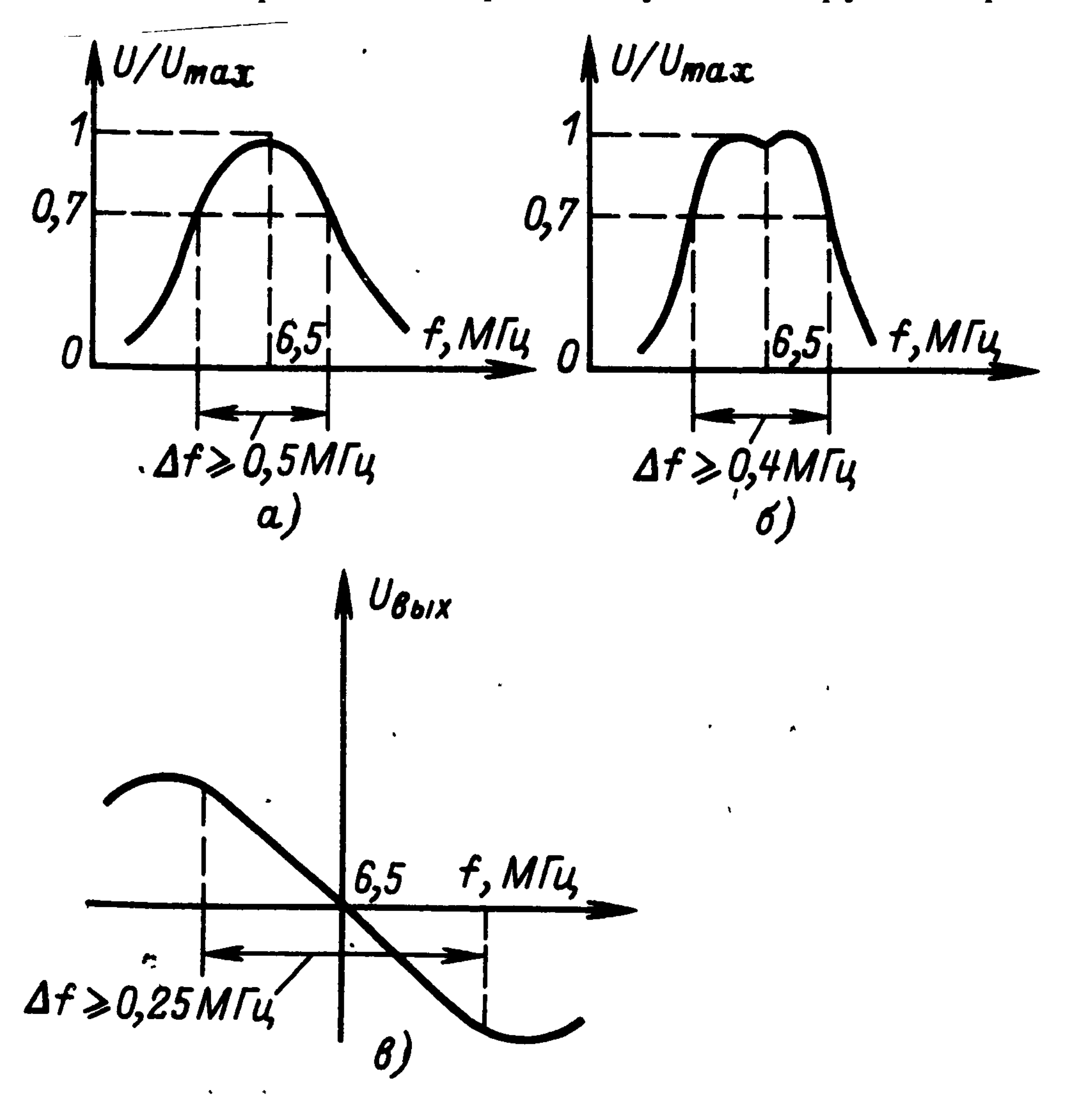


Рис. 3.107

Налаживание яркостного канала цветного телевизора

Налаживание яркостного канала на интегральных микросхемах (см. рис. 3.23) начинают с проверки АЧХ предварительного видеоусилителя при включенных контурах режекции сигналов цветности поднесущих частот. Для этого, отпаяв перемычку между контрольными точками KT_8 и KT_9, подключают выходной кабель прибора для настройки телевизора через конденсатор емкостью 10 мкф к точке KT_9, а входной кабель с детекторной головкой — к эмиттеру транзистора T_5. Затем подают постоянное напряжение 8 В на свободный вывод резистора R_{34}, тем самым подключая режекторные контуры $C_{35}L_{11}$ и $C_{38}L_{12}$. Амплитудно-частотная характеристика предварительного видеоусилителя должна иметь вид, показанный на рис. 3.40,*а*. Этого добиваются настройкой режекторных контуров на частоты 4,7 и 4 МГц.

Далее проверяют АЧХ видеоусилителя при отключенных режекторных контурах. Для этого напряжение, подаваемое на резистор R_{34}, уменьшают до 0,7 В. Амплитудно-частотная характеристика в этом случае должна иметь вид, показанный на рис. 3.40,*б*. Подъем в высокочастотной части характеристики можно изменять, подбирая емкость конденсатора C_{34}. После налаживания яркостного канала перемычку между контрольными точками KT_8 и KT_9 припаивают на место.

Налаживание видеоусилителей в блоке формирования сигналов цветности

Налаживание видеоусилителей блока формирования сигналов цветности на интегральных микросхемах (см. рис. 3.46) следует начинать с проверки режимов микросхем и транзисторов по постоянному току.

Затем, используя измеритель частотных характеристик Х1-19 или Х1-7, добиваются получения необходимых АЧХ блока. Учитывая, что для неискаженного усиления яркостного сигнала усилитель должен иметь полосу частот пропускания 5 МГц (для цветоразностных сигналов достаточно иметь 1,5 МГц), сигнал с выхода прибора Х1-19 следует подать на вход *3* блока. Головку прибора подключают к выходу *1*. Затем подбирают индуктивность дросселей $Др_2$ и $Др_1$. Дроссель $Др_2$ вместе с конденсатором C_4 обеспечивает необходимую полосу пропускания (5 МГц), а дроссель $Др_1$ формирует подъем характеристики на частоте

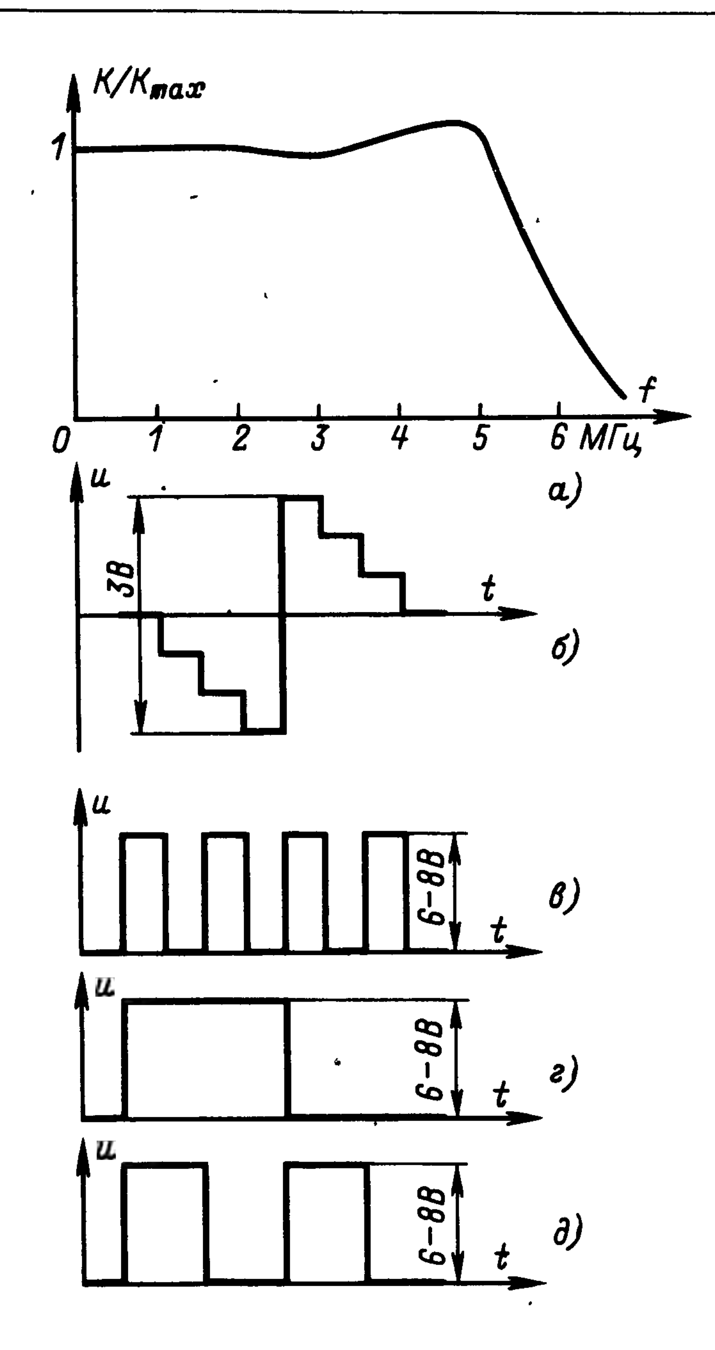


Рис. 3.108

5 МГц и резкий спад на частоте 6,5 МГц. Подбирая резистор R_6, получают подъем около 10% (рис. 3.108,*а*). Аналогично настраивают и два других видеоусилителя.

Дальнейшую регулировку блока проводят, установив его в цветной телевизор, при приеме сигналов испытательной таблицы в виде восьми вертикальных полос. Для этого на «Вход 1» и «Вход 2» подают из блока цветности цветоразностные сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y}, а на «Вход 3», яркостный сигнал E'_Y. Подключив вертикальный вход осциллографа С1-13 к контрольной точке KT_1 и вращая движок резистора R_1, получают на экране осциллографа цветоразностный сигнал E'_{G-Y}, имеющий форму, изображенную на рис. 3.108,*б*. Подключая вертикальный вход осциллографа к контрольным точкам KT_2 — KT_4 и изменяя насыщенность и контрастность изображения, а также вращая движок резистора R_{11}, добиваются соответствия сигналов в этих точках, изображенным на рис. 3.108, *в, г, д*.

Подключая осциллограф к выходам блока, проверяют наличие цветовых сигналов E'_B («Выход 1»), E'_R («Выход 2»), E'_G («Выход 3») основных цветов. При этом амплитуда выходных сигналов должна быть 80—100 В.

Налаживание блока цветности на интегральных микросхемах серии К224

Налаживание блока цветности (см. рис. 3.42) начинают с проверки режимов интегральных микросхем по постоянному току. Предварительно необходимо в точки *А* и *Б* подать напряжение +12 В, что соответствует максимальной насыщенности изображения.

Для наблюдения частотных характеристик каскадов используют прибор Х1-7 или Х1-19. Сигнал с генератора качающейся частоты прибора подводят к входу блока. Детекторную головку подключают к контрольной точке KT_1. Уровень входного сигнала подбирают таким, чтобы не наблюдалось его ограничение, и настраивают контур коррекции высокочастотных предыскажений («клеш») L_1C_3 на частоту 4,28 МГц.

Затем проверяют работу электронного коммутатора. Для этого детекторную головку подключают поочередно к контрольным точкам KT_2 и KT_3. Соединяя кратковременно выводы *5* или *7* микросхемы MC_8 с положительным полюсом источника питания и переключая тем самым симметричный триггер из одного состояния в другое, убеждаются в наличии на входе каналов *R—Y* и *B—Y* прямого и задержанного сигналов.

При настройке контуров частотных дискриминаторов необходимо установить устройство опознавания в такое состояние, чтобы на выводе *1* микросхемы MC_9 было напряжение около 1 В (блок цветности открыт). Для этого вывод *7* микросхемы MC_9 соединяют кратковременно с положительным полюсом источника питания. Подключив вход прибора Х1-7 (без детекторной головки) к выходу *1* блока и вращая сердечники катушек L_2, L_3 и L_4, L_5, добиваются соответствия АЧХ дискриминатора каналов *B—Y* характеристике, изображенной на рис. 3.109, *а*. Положение нулевой точки изменяют сердечником катушек L_4, L_5; сердечником катушек L_2, L_3 регулируют ширину линейной части характеристики. Симметрии кривой относительно линии нулевого уровня добиваются резистором R_{14}. Аналогично настраивают частотный дискриминатор канала

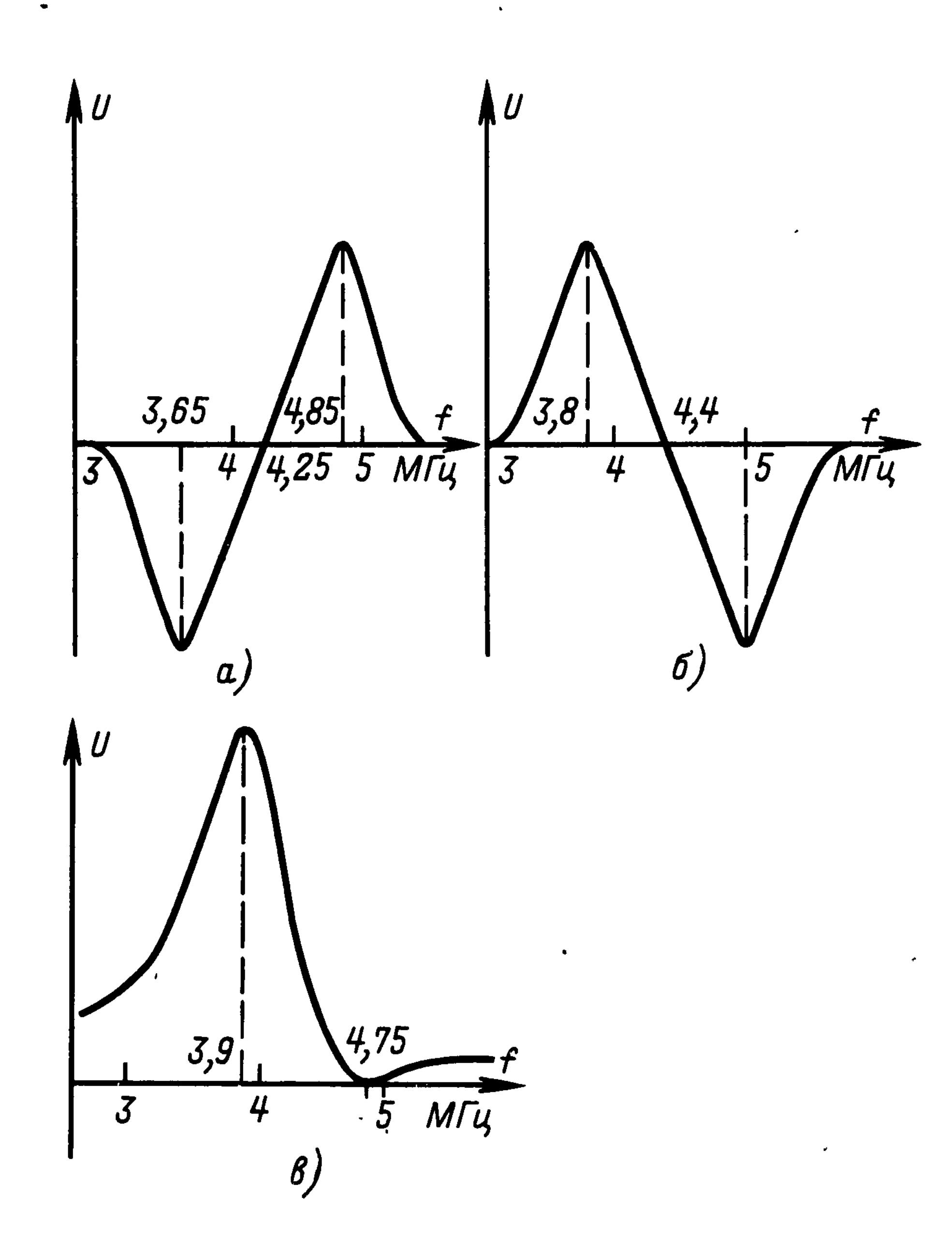


Рис. 3.109

$R-Y$, характеристика которого должна соответствовать характеристике на рис. 3.109, *б*.

Далее настраивают селектор сигналов цветовой синхронизации, предварительно установив триггер кадровых импульсов (микросхема MC_{10}) в такое положение, при котором на выходе *4* микросхемы MC_{10} будет напряжение 1 В. Для этого кратковременно подают положительное напряжение источника питания на вывод *5* микросхемы. Детекторную головку прибора Х1-7 подключают к выводу *8* микросхемы MC_7. Настройкой сердечника катушки L_{14} добиваются соответствия АЧХ селектора характеристике на рис. 3.109, *в*.

Затем блок цветности подключают к цветному телевизору и проверяют работу симметричного триггера на микросхеме MC_8. Подключив вертикальный вход осциллографа С1-13А (или ему подобного) к контрольной точке KT_5, убеждаются в наличии импульсов, изображенных на рис. 3.110, *I*. Подключив осциллограф к контрольной точке KT_6, проверяют наличие импульса, показанного на рис. 3.110, *II*.

Селектор сигналов цветовой синхронизации налаживают при приеме цветного изображения. Для этого подключают вертикальный вход осциллографа к контрольной точке KT_4, и на экране наблюдают импульсы, изображенные на рис. 3.110, *III*. Вращая сердечник катушки L_{14}, добиваются максимальной амплитуды этих импульсов.

Для проверки работы устройства опознавания сигналов цветности вертикальный вход осциллографа подключают к выходу *3*. При приеме цветного изображения на экране осциллографа будет виден импульс, изображенный на рис. 3.110, *IV*.

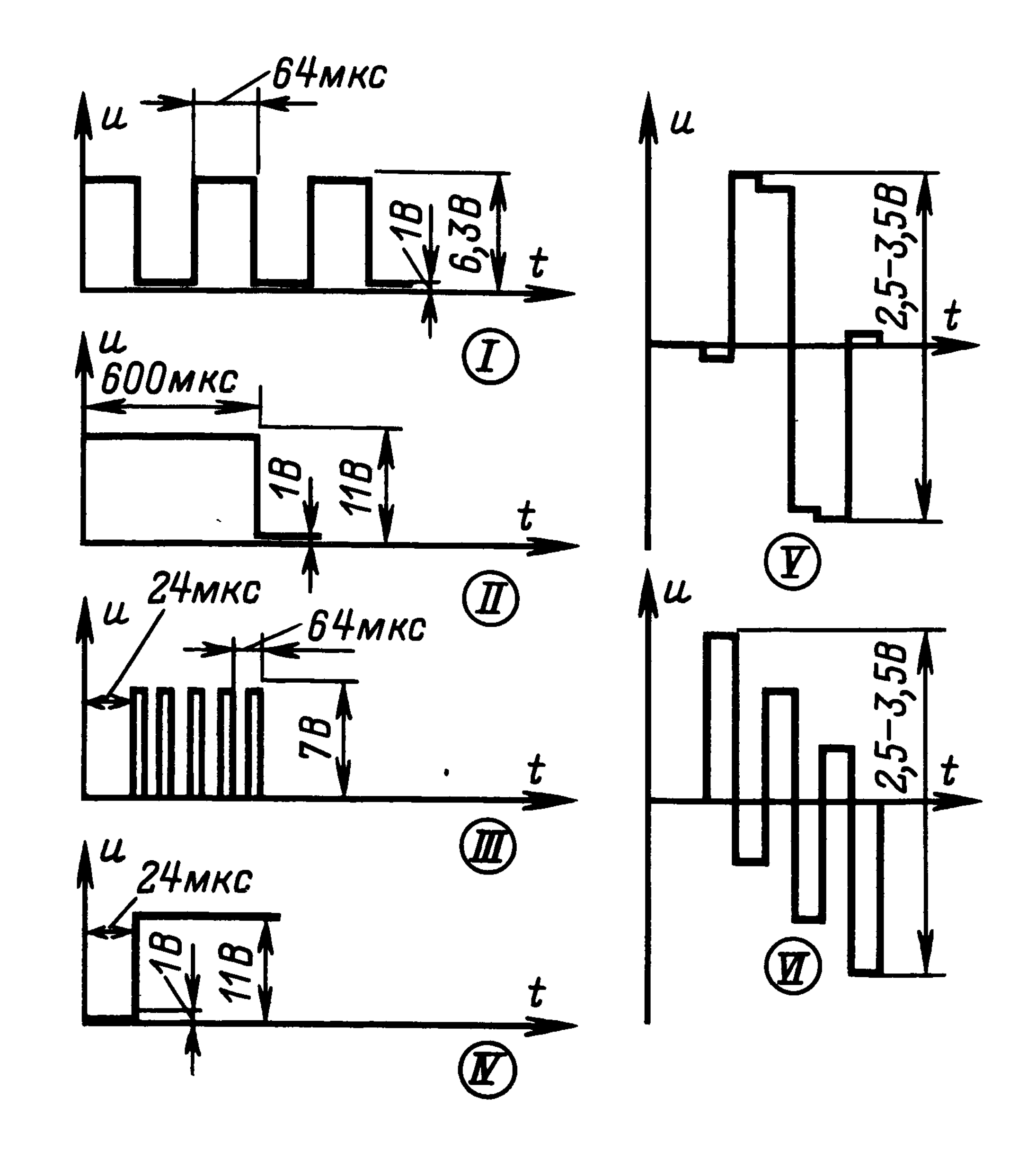


Рис. 3.110

При приеме черно-белого изображения он будет отсутствовать.

Подключая вертикальный вход осциллографа поочередно к выходам *1* и *2* и подбирая конденсаторы C_{20} и C_{41}, добиваются при приеме таблицы в виде цветных вертикальных полос соответствия формы цветоразностных сигналов осциллограммам, показанным на рис. 3.110, *V* и *VI*.

3.13. РЕГУЛИРОВКА БЛОКОВ СИНХРОНИЗАЦИИ И РАЗВЕРТКИ

Приступая к регулировке блоков синхронизации и развертки, необходимо убедиться, что блок питания обеспечивает получение необходимых напряжений при полной его нагрузке. Проводя регулировку, следует строго соблюдать правила безопасности (см. § 3.12).

Регулировка блоков синхронизации и развертки значительно облегчается, если для этой цели использовать осциллографы типа С1-1 (ЭО-7), СИ-1 (ЭО-6) и им подобные. Низкочастотный осциллограф типа С1-1 дает возможность контролировать работу селектора синхронизирующих импульсов и генераторов развертки, а осциллограф типа СИ-1 позволит детально наблюдать форму отдельных синхронизирующих импульсов и импульсов напряжения развертки.

Проверка селектора синхронизирующих импульсов

Проверку проводят после настройки блоков УПЧИ и УПЧЗ во время приема телепередачи, которую контролируют по наличию звукового сопровождения.

Проверка при помощи осциллографа ведется в следующей последовательности. Подключив вертикальный вход осциллографа ко входу селектора (резистор R_1 на рис. 3.53 и контрольная точка KT_5 на рис. 3.21) и подобрав необходимую частоту развертки, убеждаются в наличии полного видеосигнала. Затем осциллографом контролируют на выходе селектора (коллектор транзистора T_1 на рис. 3.53, транзисторов T_{20}, T_{19}, T_{18} на рис. 3.21) форму синхронизирующих импульсов, отделенных от видеосигнала.

Проверка без осциллографа сводится к прослушиванию сигналов на входе и выходе селектора после подачи их на вход УЗЧ (в точки *6* и *3* на рис. 3.31 и 3.21) через конденсатор емкостью 0,1 мкФ. При этом устройстве на рис. 3.74 необходимо прекратить работу задающего генератора кадровой развертки, замкнув выводы одной из обмоток транс-

форматоров $Тр_2$. Если селектор исправен, то сигналы прослушиваются как фон кадровой частоты.

Проверка задающих генераторов строчной и кадровой развертки

Проверку можно проводить до настройки УПЧИ и УПЗЧ. Однако окончательную регулировку, связанную с подгонкой частоты, можно выполнять лишь во время приема телепередачи.

Проверка при помощи осциллографа сводится к просмотру и контролю формы импульсных напряжений, вырабатываемых задающими генераторами. При подключении вертикального входа осциллографа к контактам *1* и *7* модуля (см. рис. 3.79), коллектору транзистора T_{23} и эмиттеру T_{27} (см. рис. 3.74) можно увидеть импульсное напряжение.

Проверки при помощи миллиампервольтомметра или тестера проводят через пробник, представляющий собой пиковый детектор, которым можно обнаружить импульсные напряжения в указанных точках. Миллиампервольтметр включается на измерение постоянного напряжения 30—50 В. По указаниям миллиампервольтомметра можно судить о величине импульсных напряжений в контролируемых точках устройства.

При значительных отклонениях параметров деталей необходимо выполнять подгонку частоты после настройки УПЧИ и после того, как проведена проверка работы оконечных каскадов строчной и кадровой разверток, а на экране кинескопа получен растр, на котором имеются следы изображения.

Если частота задающего генератора строчной развертки отличается от требуемой, то на экране видны косые широкие темные полосы, образованные бланкирующими импульсами (границами) незасинхронизированного изображения. Если сопротивление резисторов R_{13} (см. рис. 3.76) и R_{155}, R_{161} (см. рис. 3.74), включенных в цепь регулировки, близко к нулю, а полосы на экране расположены справа вниз налево, то нужно уменьшить сопротивление резисторов R_{14} или R_7 (см. рис. 3.76) и R_{156} или R_{160} (см. рис. 3.74). Если полосы на экране расположены слева вниз направо, а сопротивление резисторов R_{21}, R_{155} и R_{161} максимально, то нужно увеличить сопротивление резисторов R_{14} или R_7, R_{156} или R_{160}.

Когда частота задающего генератора кадровой развертки отличается от требуемой, кадр изображения не остается неподвижным, а движется по экрану. Если сопротивление переменных резисторов R_8, R_{120}, включенных в цепь базы транзисторов, равно нулю, а кадр движется по экрану снизу вверх и остановить его не удается, то нужно уменьшить сопротивление добавочных резисторов R_9, R_{122} (см. рис. 3.79 и 3.74). Если сопротивление переменных резисторов максимально, а кадр движется по экрану сверху вниз, то нужно увеличить сопротивление добавочных резисторов.

Проверка оконечных каскадов строчной и кадровой развертки

Если задающие генераторы работают, а растра на экране кинескопа нет, то необходимо проверить работу оконечного каскада сначала строчной, затем кадровой развертки.

Проверку оконечного каскада строчной развертки начинают с измерения напряжений питания +12 В и +260 В (см. рис. 3.64 и 3.75), определяющих режим его работы. При нормальной работе каскада на конденсаторах фильтров выпрямителей ускоряющего напряжения C_{17} и C_{138} (см. рис. 3.104 и 3.74) имеются напряжения, указанные на схемах. Если эти напряжения имеются, а растра нет, то нужно проверить работу высоковольтных умножителей УН8,5/25-1,2А и $Д_{20}$ — $Д_{22}$. Проверка сводится к замеру напряжения, поступающего от указанных выпрямителей на анод кинескопа. Замер производится ампервольтомметром, например, типа Ц4314 или Ц4341 с гирляндой добавочных резисторов, расширяющих пределы измерения до 30 кВ. Гирлянду из резисторов типа КЭВ на 500 МОм (7×68 МОм +22 МОм) заключают в несколько поливиниловых трубок, вставленных друг в друга. Измеряя высокое напряжение, следует строго соблюдать меры безопасности (см. стр. 175).

Если размер растра по горизонтали при положении *3* ступенчатого регулятора X_{17} мал, то нужно увеличить емкость конденсаторов C_{13} (см. рис. 3.64) и C_{134} (см. рис. 3.74). При этом длительность обратного хода возрастает, высокое напряжение на аноде кинескопа уменьшится, и это приведет к увеличению размера растра. Если же размер растра велик, то нужно уменьшить емкость конденсаторов C_{134} (см. рис. 3.74) и переставить регулятор X_{17} (см. рис. 3.64) в положение *1*. Из-за возникающего при этом увеличения высокого напряжения повысится яркость изображения, улучшатся его фокусировка и четкость.

При помощи пробника с пиковым детектором можно обнаружить пилообразно-импульсное напряжение на управляющем электроде тиристора T_1 (см. рис. 3.64) и на базе транзисторов T_{27} — T_{29} (см. рис. 3.74).

Проверка оконечного каскада кадровой развертки сводится к проверке наличия импульсного напряжения, возникающего на кадровых катушках отклоняющей системы во время обратного хода. Проверку ведут при помощи пробника с пиковым детектором.

При необходимости таким же образом можно обнаружить пилообразное напряжение на базе транзисторов T_9, T_{11} (см. рис. 3.79) и T_{23} — T_{25} (см. рис. 3.74).

Если размер растра по вертикали недостаточен даже при крайнем положении регуляторов этого размера, то необходимо уменьшить сопротивление резисторов R_{12} (см. рис. 3.79) и R_{126} на рис. 3.74 в зарядной цепи задающего генератора.

Регулировка цепи АПЧиФ строчной развертки

Подгонку частоты задающего генератора проводят, как и ранее, но при выключенном стабилизирующем контуре и при отсутствии синхронизирующих импульсов на входе цепи АПЧиФ. С этой целью выводы катушки стабилизирующего контура L_{73} надо замкнуть (см. рис. 3.74) и базу T_{19} (см. рис. 3.21) соединить с шасси. В процессе подгонки надо установить такую частоту задающего генератора, при которой бегущий кадр изображения можно было бы хотя бы на короткое время остановить, оперируя регулятором частоты строк.

Настройка стабилизирующего контура проводится при отсутствии синхронизирующих импульсов на входе цепи АПЧиФ. После подгонки частот задающего генератора надо разомкнуть выводы катушки стабилизирующего контура. При этом частота задающего генератора резко изменится. Подстраивая сердечник катушки, надо добиться того, чтобы бегущий по экрану кадр хотя бы на короткое время останавливался. После этого отсоединяют базу транзистора T_{19} от шасси и проверяют работу цепи АПЧиФ во время приема передачи различных телецентров, передающих изображение с привязкой к питающей сети другого энергетического кольца. Если в процессе этой проверки выяснится, что иногда при длительной работе телевизора синхронизация по строкам срывается, то нужно обратить внимание на качество конденсатора, включенного параллельно катушке стабилизирующего контура и заменить его на слюдяной типа КСО группы Г.

Налаживание узла строчной развертки на транзисторах в цветном телевизоре

Налаживание узла строчной развертки (см. рис. 3.76) осуществляется по осциллографу. При этом ОС и кинескоп должны быть подключены. Сначала налаживают задающий генератор (транзистор T_3), причем до подачи напряжений питания 40 В и 32 В необходимо отключить коллекторы выходных транзисторов T_5, T_{13}. Частоту задающего генератора регулируют переменными резисторами R_8, R_{13}. Скважность импульсов генератора устанавливают резистором R_{20}. Длительность закрывающих импульсов на базах транзисторов T_5 и T_6 должна быть равна 18 — 25 мкс. Далее присоединяют коллектор транзистора T_5 и подстраивают частоту генератора, т. к. она изменится из-за влияния нагрузки на задающий генератор и работы системы АПЧиФ. Сердечником катушки L_1 настраивают контур L_1C_{15} на третью гармонику свободных колебаний, контролируя форму, длительность и амплитуду напряжений на коллекторах транзисторов по осциллографу. Если амплитуды напряжения на их коллекторах не равны, то подбирают конденсаторы C_{12} и C_{13}. Затем проверяют полярность импульсов, подаваемых на диоды $Д_7$ и $Д_8$.

Устройство коррекции геометрических искажений растра предварительно настраивают сердечником катушки L_4 при среднем положении движка резистора R_{27} по максимальной амплитуде напряжения на конденсаторе C_{19}. Окончательную настройку катушек L_2 — L_4 и установку движков резисторов R_{26}, R_{27} проводят после установки блока в телевизор.

При налаживании источника высокого напряжения проверяют наличие пилообразного напряжения на движке резистора R_{41}. Присоединяют коллектор транзистора T_{13} и, вращая движки резисторов R_{28} и R_{41}, устанавливают длительность открывающего импульса на базе этого транзистора равной 16—20 мкс при токе луча кинескопа 0,1 мА и напряжении на выходе умножителя не более 25 кВ. Вращением сердечника катушки L_5 настраивают контур выходного каскада на транзисторе T_{13} на третью гармонику свободных колебаний. Затем проверяют работу устройства стабилизации, изменяя ток лучей кинескопа и контролируя при этом высокое напряжение и длительность управляющего импульса на базе транзистора T_{13}. Необходимый размер растра по горизонтали устанавливается изменением напряжения питания 40 В.

Налаживание узла кадровой развертки на транзисторах в цветном телевизоре

Перед налаживанием узла кадровой развертки (см. рис. 3.78) необходимо проверить работоспособность стабилизаторов и подобрать опорные стабилитроны так, чтобы на эквивалентной нагрузке сопротивлением 120 Ом для напряжения источника 42 В и 150 Ом для источника напряжения 12 В получить указанные напряжения. Установив переменный резистор R_{24} в нижнее по схеме положение, подключают к источникам питания блок кадровой развертки. Затем проверяют режимы транзисторов по постоянному току и на любом импульсном осциллографе просматривают в контрольных точках форму напряжения. Она должна быть такой, как показано в осциллограммах внизу (см. рис. 3.78).

При отсутствии осциллографа кадровую развертку настраивают по испытательной таблице ТИТ 0249 или УЭИТ, подав синхронизирующие импульсы положительной полярности размахом больше 2 В. Ручкой «Частота кадров» (R_5) добиваются неподвижного изображения таблицы на экране телевизора; переменным резистором R_{18} «Симметрия» устанавливают необходимое напряжение на коллекторе транзистора T_5; переменным резистором R_{24} устраняют нелинейность в середине экрана; ручкой «Размер по вертикали» (R_{12}) устанавливают нормальный размер изображения (цифры вверху и внизу таблицы 0249 должны быть не видны), регуляторами «Линейность» (R_{14}) и «Линейность низа» (R_{25}) добиваются нормальной линейности вверху и внизу экрана кинескопа.

При нормальной чересстрочности диагональные линии в квадратах Б3 и Б6 таблицы 0249 не

имеют изломов. При полном спаривании строк четного и нечетного полукадров диагональные линии таблицы становятся шире (четкость понижается в 2 раза), и линии горизонтальных клиньев в центре таблицы расходятся веерообразно.

Регулировка узла сведений лучей в цветном телевизоре

Регулировку сведения следует начинать с совмещения лучей в нижней части растра сначала для красного и зеленого лучей при выключенном синем, затем для всех трех лучей вместе. Регулируют сведение лучей несколько раз, каждый раз подстраивая при необходимости сведение их в центре экрана, вращая магниты на системе сведения.

Контролировать сведение лучше всего, подавая на вход телевизора сигнал сетчатого поля; при настройке по таблице 0249, УЭИТ или сетчатому полю нужно учесть, что черные линии на светлом поле получаются на экране в дополнительных цветах. Вращая магниты на системе сведения и магнит синего и добившись при этом чистоты цвета, нужно свести все три луча в центре экрана. При вращении движков резисторов узла сведения (см. рис. 3.101) лучи должны сдвигаться вверху и внизу экрана так, как показано на рис. 3.111, *а*. Перемещение лучей в противоположном направлении указывает на неправильную полярность подключения катушек; перемещение в другом направлении (не под углом 120° друг к другу) свидетельствует о неправильной распайке одной из обмоток катушки электромагнита системы сведения. Нужно иметь в виду, что регулировка сведения в нижней части экрана влияет на сведение в верхней.

При настройке узла сведения по горизонтали (см. рис. 3.102) необходимо вначале движки всех переменных резисторов установить примерно в среднее положение, сердечники в катушках L_1 и L_2 должны быть полностью введены, а в катушках L_3 и $L_{ск}$ находиться в среднем положении. Сначала, перемещая сердечник катушки $L_{ск}$, устраняют перекрещивание центральных красных и зеленых горизонтальных линий. Затем, вывинчивая сердечник катушки L_2, добиваются сведения красных и зеленых вертикальных линий справа, а изменяя сопротивление резистора R_4 — слева. Неустраняемое изменением индуктивности катушки $L_{ск}$ расслоение центральных красных и зеленых горизонтальных линий по вертикали слева и справа устраняют соответственно регулировкой резистора R_3 и вращением сердечника катушки L_3.

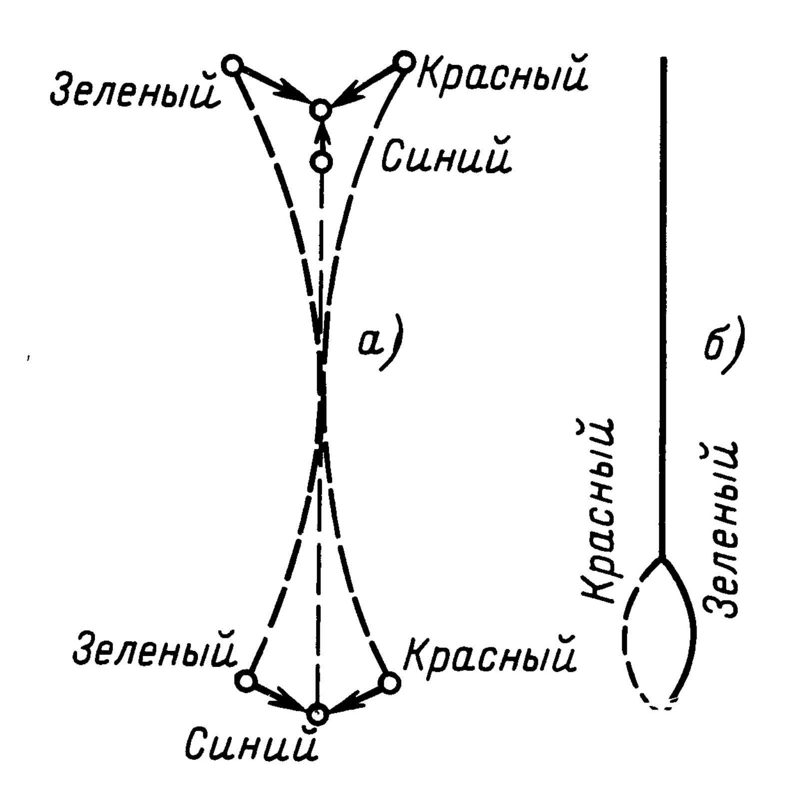
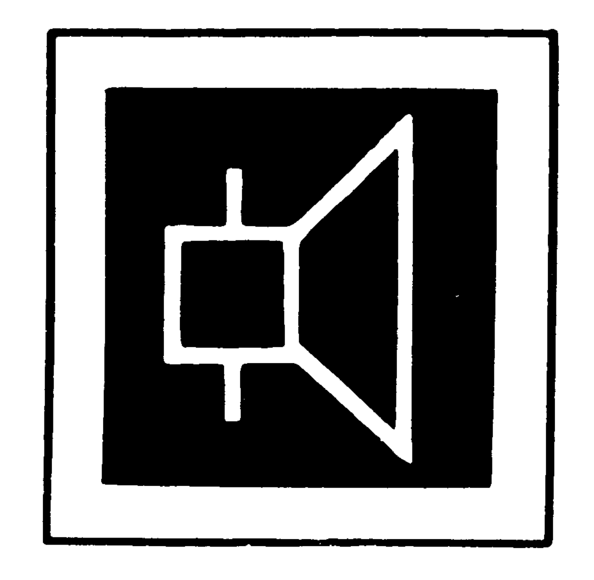


Рис. 3.111

Сведения синей горизонтальной центральной линии добиваются изменением индуктивности катушки L_1 и сопротивления резистора R_2. Эту операцию нужно проделать несколько раз, добиваясь получения наилучших результатов, т. к. регулировки узла взаимозависимы и влияют друг на друга. Возникающее при этом нарушение сведения в центре экрана устраняется с помощью постоянных магнитов системы сведения. При настройке не следует оставлять катушки L_1 и L_2 без сердечников во избежание резкого возрастания мощности, рассеиваемой на остальных элементах узла.

Сведение можно считать удовлетворительным, если в центральной части изображения, соответствующей кругу таблицы 0249, расслоение лучей составляет 0,5 — 1 мм при измерении между серединами соседних линий по горизонтали или по вертикали. На краях центральных вертикальных и горизонтальных линий (20—25 мм от края экрана) допустимо расслоение 1,5 — 2 мм.



ЭЛЕКТРО-АКУСТИЧЕСКОЕ ЗВУКО-ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ

РАЗДЕЛ 4

СОДЕРЖАНИЕ

4.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

Классы качества звуковоспроизведения

Качество воспроизведения звука и естественность звучания зависят от искажений и помех в звуковоспроизводящей аппаратуре. Не все слушатели реагируют на дефекты звуковоспроизведения одинаково: одни отмечают наличие искажений и помех в передаче или звукозаписи, для других они остаются незамеченными. При воспроизведении речи искажения обычно ощущаются меньше, чем при воспроизведении музыки. Вместе с тем мы нередко согласны пользоваться относительно несложной, недорогой аппаратурой, примиряясь с тем, что качество воспроизведения отличается от естественного. По этим причинам имеется несколько классов качества радиовещательных приемников, магнитофонов и электрофонов.

Далее понятие «радиовещательный приемник» (сокращенно «РВ приемник») будем распространять на комбинированные устройства: радиолы, магнитолы, телерадиолы и т. п.

Для каждого класса звуковоспроизведения методами статистики установлены указанные далее показатели.

Класс высший. При воспроизведении по этому классу искажения и помехи практически незаметны высококвалифицированным экспертам (музыкантам, звукорежиссерам и др.) и совершенно незаметны остальным слушателям, специально приглашенным в качестве экспертов для участия в опытах по оценке качества звучания. Такие оценки дают, когда дефекты не замечают 75—85 % специалистов и около 90 % остальных слушателей. Это означает, что если слушатели не будут заранее настроены на то, что звуковоспроизведение может быть несколько искажено и сопровождается помехами, они не заметят дефектов.

Звуковоспроизведение по классу *высший* можно получить при приеме радиовещания и звукового сопровождения телевидения на УКВ с ЧМ. Передатчики этих программ имеют рабочий диапазон звуковых частот 30 Гц — 15 кГц при неравномерности частотной характеристики не более

3 дБ; коэффициент гармоник не превышает 2%. С помощью магнитофона можно получить воспроизведение записей с качеством по классу *высший* при скорости ленты не менее 19,05 см/с.

Класс I. При непосредственном сравнении воспроизведения по классу I с воспроизведением по классу *высший* различие в качестве звучания замечают примерно 20—25 % рядовых слушателей и около половины профессионально натренированных экспертов.

Программы с качеством по классу I передают радиовещательные станции, работающие в диапазонах ДВ, СВ и КВ с АМ. Их рабочий диапазон звуковых частот 50 Гц — 10 кГц при неравномерности частотной характеристики не более 3,5 дБ; коэффициент гармоник не превышает 5% (в диапазоне частот 100 Гц — 4 кГц не более 2,5%).

Воспроизведение магнитофонных записей с качеством по классу I можно получить при скорости ленты не менее 9,53 см/с.

Класс II. Воспроизведение по классу II таково, что при непосредственном сравнении его с воспроизведением по классу *высший* различие замечают примерно половина рядовых слушателей и три четверти профессионально натренированных экспертов.

Классу II удовлетворяет радиотрансляционный тракт, состоящий из станционного усилительного оборудования радиоузла, распределительной фидерной и абонентской линии (без громкоговорителя). Следовательно, передачу, получаемую по радиотрансляционной сети, можно записать с качеством по классу II на магнитофон, класс которого не ниже класса II. При этом скорость ленты должна быть не менее 9,53 см/с.

Класс III. При непосредственном сравнении воспроизведения с качеством по классу III с воспроизведением по высшему классу искажения и помехи замечают приблизительно 3/4 всех слушателей. Звучание с качеством по классу III обычно получается при слушании передач на простые, недорогие радиоприемники, на малогабаритные громкоговорители массового типа по радиотрансляционной сети и при воспроизведении магнитофонных записей при скорости движения ленты 4,76 см/с.

Параметры звуковоспроизводящих устройств

Качество звуковоспроизведения по тому или иному классу достигается в различных системах различными техническими средствами. Если качество воспроизведения передач РВ приемниками в значительной мере определяется параметрами примененных в них громкоговорителей, УЗЧ и уровнем фона, создаваемого источниками питания, то для достижения требуемого качества воспроизведения звукозаписи, кроме того, существенное значение имеет скорость и равномерность вращения диска проигрывающего устройства или движения магнитной ленты, величина помехи, проникающей с соседней звуковой дорожки, уровень вибрации и другие факторы. При телевизионном приеме на качество звукового сопротивления влияют помехи от сигнала изображения, цепей развертки и питания.

Аппаратура данного класса не всегда позволяет осуществить звуковоспроизведение с качеством по такому же классу. Так, например, хотя РВ станции работающие в диапазонах ДВ, СВ и КВ, и передают программы с качеством по классу I, однако необходимость иметь высокую селективность при радиоприеме, особенно при наличии помех, приводит к тому, что звуковые частоты выше 6 кГц даже радиолы классов *высший* и I воспроизводятся существенно ослабленными. Такие приемники могут обеспечить воспроизведение радиопрограмм всех видов с качеством, соответствующим своему классу, только при приеме на УКВ с ЧМ.

В табл. 4.1 указаны установленные Государственными стандартами СССР численные значения общих для РВ приемников (ГОСТ 5651—64), ТВ приемников (ГОСТ 18198—72), электрофонов (ГОСТ 11157—65) и бытовых катушечных магнитофонов (ГОСТ 12392—71) параметров, при которых может быть достигнуто качество звуковоспроизведения, соответствующее различным классам (при условии, что качество принимаемой радиопередачи или звукозаписи не ниже по классу). Для двухканальной стереофонической аппаратуры это параметры каждого канала. Параметры, указанные для устройства с автономным питанием, относятся также к аппаратуре с универсальным питанием (от электросети и батарей). Если ГОСТ не регламентирует какой-либо параметр для аппаратуры данного класса, в соответствующей графе стоят буквы «НН» «Не нормируется». Буквы «НВ» означают, что аппаратура по данному классу не выпускается.

Номинальный рабочий диапазон звуковых частот — один из основных показателей, по которому звуковоспроизводящее устройство относят к тому или иному классу. Чем выше класс аппаратуры, тем шире должен быть диапазон.

Аппаратура в напольном (мебельном) оформлении может быть сконструирована с расчетом на воспроизведение более низких частот, поскольку ее акустические системы могут иметь большие объемы (см. § 4.10). Вместе с тем нижние границы рабочих диапазонов частот переносной аппаратуры вследствие ограниченности ее объема повышаются.

Ширина рабочего диапазона определяется акустической частотной характеристикой звуковоспроизводящего устройства по звуковому давлению (кривая верности, см. § 4.3), создаваемому его громкоговорителем (громкоговорителями).

Неравномерность акустической характеристики — отношение максимального звукового давления к минимальному в номинальном рабочем диапазоне частот; обычно выражается в децибелах.

Неравномерность частотной характеристики УЗЧ — отношение максимального напряжения

Таблица 4.1. **Электроакустические параметры звуковоспроизводящей аппаратуры**

Параметр	Вид аппаратуры	Класс аппаратуры: Высший (0)	I	II	III	IV
Рабочий диапазон частот по звуковому давлению, создаваемому громкоговорителем при неравномерности частотной характеристики, не более 14 дБ, Гц, не уже[1]	РВ приемники стационарные в диапазоне УКВ[2]	(40) 63—15 000	(63) 80—12 000	(80) 100—10 000	150—7100	НН
	Электрофоны	40—18 000	63—16 000	100—10000	140—7100	НВ
	РВ приемники стационарные в диапазонах КВ, СВ и ДВ	(40) 63—6000	(63)80—4000	(80)100—4000	150—3550	200—3000[3]
	РВ приемники переносные в диапазонах: УКВ	—	150—12000	200—10000	300—7100	НН
	КВ, СВ, ДВ	—	150—4000	200—4000	300—3550	450—3000[3]
	ТВ приемники	НВ	80—12 500	100—10000	125—7100	НН
	Магнитофоны бытовые: со входа усилителя мощности: стационарные	НВ	40—18000	80—10 000	НН	НН
	переносные	НВ	80—12 500	125—7100	160—6300	НН
	носимые	НВ	НВ	160—6300	200—5000	315—4000
Рабочий диапазон частот по электрическому напряжению, Гц, не уже	На линейном выходе канала запись-воспроизведение бытового магнитофона при скорости ленты: 19,05 см/с	НВ	40—20 000	40—16000	НН	НВ
	9,53 см/с	НВ	40—18 000	63—12 500	63—12 500	НН
	4,76 см/с	НВ	НН	63—6300	—	80—6300
	На выходе автомобильного приемника в диапазонах: УКВ	НВ	80—10 000	125—7100	125—6300	НВ
	КВ, СВ, ДВ	НВ	80—5000	125—4000	125—3550	НВ
Среднее звуковое давление на расстоянии 1 м, Па, не менее[1]	РВ приемники стационарные с питанием от электросети	1,0	0,80	0,60	0,45	0,35
	РВ приемники стационарные с автономным питанием	НВ	0,60	0,40	0,25	0,20
	РВ приемники переносные	НВ	0,4	0,25	0,23	0,10
	РВ приемники автомобильные	НВ	0,3	0,30	0,30	НВ
	ТВ приемники	НВ	0,8	0,60	0,40	НН
	Магнитофоны бытовые с питанием от электросети	НВ	1,0	0,80	0,60	НВ
	То же, с автономным питанием	НВ	НВ	0,60	0,45	0,25
Диапазон ручного регулирования громкости, дБ, не менее	РВ приемники, электрофоны	60	50	50[5]	40[6]	40[6]
	Магнитофоны бытовые с питанием от электросети при воспроизведении	НВ	60[4]	50	40	НВ
	То же, с автономным питанием	НВ	НВ	40	30	30
Коэффициент гармоник по звуковому давлению на частотах 200—400 Гц, %, не более	РВ приемники стационарные и переносные[7]	4,0	5,0	5,0	7,0	10
	РВ приемники автомобильные[7,8]	НВ	6,0	7,0	8,0	НВ
	ТВ приемники	НВ	5,0	7,0	8,0	НН
	Магнитофоны бытовые с питанием от электросети со входа усилителя мощности	НВ	5,0	5,0	7,0	НВ
	То же, с автономным питанием	НВ	НВ	7	НН	НН
	РВ приемники[7]	3	4,0	4,0	5,0	7,0
	РВ приемники автомобильные[7,8]	НВ	4,0	5,0	5,0	
Коэффициент гармоник по звуковому давлению на частотах выше 400 Гц, %, не более	ТВ приемники	НВ	4,0	5,0	5,0	НВ
	Магнитофоны бытовые с питанием от электросети	НВ	3,0	4,0	5,0	НВ
	То же, с автономным питанием	НВ	НВ	5,0	7,0	10
Коэффициент гармоник по напряжению, %, не более[10]	На выходе УЗЧ электрофона на частотах до 100 Гц	1,5	2,5	4,0	5,0	НВ
	То же, на частотах выше 100 Гц до частоты, равной половине верхней	1,0	1,5	4,0	5,0	

Продолжение табл. 4.1

Параметр	Вид аппаратуры		Класс аппаратуры				
			Высший (0)	I	II	III	IV
Коэффициент гармоник по напряжению, %, не более	На линейном выходе канала запись-воспроизведение бытового магнитофона на частоте 400 Гц		НВ	2,5	3,5	3,5	4,0
Относительный уровень фона, дБ, не более	РВ приемники	С антенного входа Со входа УЗЧ	—54 —60	—44 —50	—40 —46	—30 —36	—30 —36
	Электрофоны	Со входа УЗЧ Для всего тракта	—60 —50	—54 —46	—46 —40	—40 —34	НВ НВ
	ТВ приемники	Канал звука	НВ	—26	—26	—26	НН
	Магнитофоны бытовые, канал воспроизведения	При четырех дорожках на ленте	НВ	—48	—44	—42	—40
Относительный уровень помех[9], дБ, не более	То же, канал запись-воспроизведение	При четырех дорожках на ленте	НВ	—45	—42	—39	—37
	ТВ приемники		НВ	—30	—40	—40	НН
Относительный уровень акустического шума, дБ, не более	Проигрыватели граммофонных пластинок	Приводной механизм	—30	—30	—34	—38	НВ

[1] При радиоприеме на частотах ниже 250 кГц ($\lambda > 1200$ м) допускается неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению до 18 дБ. В скобках указаны значения параметров РВ приемников в напольном оформлении.
[2] Такие же частотные характеристики по звуковому давлению должны обеспечиваться со входа УЗЧ РВ приемника.
[3] Номинальный диапазон рабочих частот со входа УЗЧ не уже 200—6000 Гц.
[4] Такой же диапазон регулирования громкости при записи.
[5] Для электрофонов допускается 40 дБ.
[6] Для РВ приемников классов III и IV с автономным питанием допускается 30 дБ.
[7] Указанные коэффициенты гармоник при радиоприеме соответствуют коэффициенту модуляции 0,5; при коэффициенте модуляции 0,8 допускаются в 1,5 раза большие значения коэффициента гармоник.
[8] Для РВ автомобильных приемников указаны значения коэффициента гармоник по электрическому напряжению при номинальной выходной мощности.
[9] Помехи, создаваемые сигналом изображения, цепями разверток и питания.
[10] При номинальной мощности, равной: для класса 0 10 Вт, для класса I 6 Вт, для класса II «стерео» 2 Вт, для классов II и III «моно» при питании от сети 1,5 Вт и при питании от автономных источников тока 0,5 Вт. Коэффициент гармоник регламентируется без учета искажений, вносимых звукоснимателем.

электрического сигнала на выходе усилителя к минимальному при неизменном входном сигнале в номинальном рабочем диапазоне частот; обычно выражается в децибелах.

Требуемые акустические частотные характеристики РВ и ТВ приемников и электрофонов обеспечиваются при условии, что неравномерность частотной характеристики УЗЧ не более 2—6 дБ. (Об особенностях частотных характеристик усилителей магнитофонов см. разд. 5.) Вместе с тем УЗЧ обычно содержат регуляторы тембра — устройства, позволяющие изменять частотные характеристики тракта усиления.

Среднее звуковое давление, развиваемое громкоговорителем, должно быть тем больше, чем выше класс аппаратуры. Это вызвано тем, что с увеличением «запаса» акустической системы по звуковому давлению уменьшается вероятность возникновения заметных нелинейных искажений при воспроизведении наиболее громких звуков, например при передаче звучания симфонического оркестра.

Нелинейные искажения. Всякий тракт усиления и звуковоспроизведения содержит нелинейные элементы. Громкоговоритель (см. § 4.3 и 4.4) тоже является нелинейной системой: создаваемое им звуковое давление не пропорционально подводимому к нему электрическому напряжению. Вследствие этого излучаемый громкоговорителем спектр звуковых колебаний содержит составляющие с частотами, которых нет в составе сигнала, поступающего на вход канала, и, как следствие, возникают нелинейные искажения. Их значение принято оценивать с помощью коэффициента гармонических искажений (сокращенно коэффициент гармоник); он представляет собой

отношение среднеквадратичного значения звукового давления, создаваемого появившимися дополнительными колебаниями с кратными частотами (гармониками), к среднеквадратичному значению звукового давления, создаваемого колебаниями с частотой входного синусоидального сигнала.

Номинальная выходная мощность УЗЧ $P_{ном}$ — мощность на его выходе, при которой громкоговорителем создается требуемое номинальное среднее звуковое давление при коэффициенте гармоник не выше допустимого. Как видно из табл. 4.1, чем выше класс звуковоспроизводящего устройства, тем большее звуковое давление оно должно развивать. Соответственно увеличивается необходимая номинальная выходная мощность УЗЧ.

Максимальная выходная мощность УЗЧ P_{max} — мощность на его выходе, при которой коэффициент гармоник выходного сигнала (по напряжению) достигает 10%. Этот параметр определяют, подавая на вход усилителя синусоидальный сигнал.

Входные параметры УЗЧ имеют большое значение в обеспечении должного качества звуковоспроизведения. Основными входными параметрами усилителя являются входное сопротивление в рабочем диапазоне частот $Z_{вх}$ и номинальное входное напряжение $U_{вх}$, т. е. действующее значение напряжения на входе УЗЧ, при котором получается номинальная выходная мощность (для магнитофона нормальный уровень записи). Параметр $U_{вх}$ называют часто чувствительностью тракта УЗЧ.

Параметры входа УЗЧ для подключения звукоснимателя: для РВ приемников $U_{вх} \leqslant 0{,}25$ В, $z_{вх} \geqslant 0{,}5$ МОм при $f = 1{,}0 \div 1{,}6$ кГц, для магнитофонов $U_{вх} = 0{,}15 \div 0{,}5$В, $z_{вх} \geqslant 0{,}4$ МОм при $f = 400$ Гц; для электрофонов $U_{вх} = 0{,}2 \div 0{,}25$ В; $z_{вх} = 0{,}4 \div 1{,}0$ МОм при $f = 1$ кГц, $C_{вх} \leqslant 180$ пФ — для высокоомного звукоснимателя, $U_{вх} = 3{,}0 \div 5{,}0$ мВ, $r_{вх} = 38 \div 56$ Ом при $f = 1$ кГц — для низкоомного (электромагнитного) звукоснимателя.

Параметры микрофонного входа (в частности, в магнитофоне). Стандартное сопротивление нагрузки динамического микрофона при его включении без трансформатора равно 250 Ом. Такого же порядка выбирают и $U_{вх}$ для микрофонного входа транзистора УЗЧ. За $U_{вх}$ обычно принимают напряжение, развиваемое микрофоном выбранного типа при воздействии на него звукового давления 0,2 Па на частотах 400—1000 Гц. Чувствительность применяемых при любительской звукозаписи микрофонов (микрофоны класса II А) составляет 0,5—1 мВ.

Параметры входа усилителя магнитофона при записи от приемника устанавливает ГОСТ 12392—71. Для такого входа в номинальном рабочем диапазоне частот должно быть $R_{вх} \geqslant 25$ кОм, а номинальное входное напряжение 10—30 мВ.

Параметры входа усилителя магнитофона при записи с радиотрансляционной линии должны иметь следующие значения: $R_{вх} = 10$ кОм, $U_{вх} = 10 \div 30$ В.

Параметры входа усилителя магнитофона при работе от воспроизводящей головки. При расчете параметров усилителя магнитофона в режиме воспроизведения за $U_{вх}$ принимают напряжение, развиваемое магнитной головкой.

Стандартные параметры линейного выхода усилителя магнитофона. Согласно ГОСТ на бытовые магнитофоны полное выходное сопротивление усилителя магнитофона в рабочем диапазоне частот должно быть не более 10 кОм, а действующее напряжение на выходе, соответствующее максимальной выходной мощности канала воспроизведения, должно быть 0,25—0,5 В.

Диапазон ручного регулирования громкости звуковоспроизводящей аппаратуры должен быть тем шире, чем выше класс ее, поскольку если акустическая система способна развивать большее звуковое давление, то может встретиться необходимость снижать уровень громкости.

Плавное регулирование громкости как при больших, так и при малых уровнях сигнала получают, применяя переменный резистор с обратнологарифмической функциональной характеристикой (вид B — см. § 12.2). В устройствах, соответствующих классу II и выше, применяют тонкомпенсированные регуляторы громкости.

Допустимые фон и помехи. Чем выше класс приемника, электрофона, тем меньше должен быть относительный уровень фона на его выходе. Последний параметр определяется как отношение напряжения, обусловленного наводкой в тракте передачи и усиления с частотой питающего переменного тока и с кратными частотами, к напряжению полезного сигнала, соответствующего номинальной выходной мощности.

Чем выше класс телевизора или магнитофона, тем меньше должен быть относительный уровень помех, возникающих в самой аппаратуре. В магнитофоне помехи вносятся источником питания (фон), магнитной лентой (шумы, детонация) и сигналами, проникающими с других звуковых дорожек ленты. В канале звукового сопровождения телевизора помехи наводят цепи питания, цепи развертки и сигналы изображения. Относительный уровень напряжения помех в магнитофонах и телевизорах также измеряется при напряжении сигнала, соответствующего номинальной выходной мощности.

Параметры стереофонических систем. Если система передачи-приема или звукозаписи-звуковоспроизведения является одноканальной (монофонической), то даже аппаратура с параметрами, соответствующими высшему классу, не даст натурального звучания в том смысле, что в звуковоспроизведении не будет «акустической перспективы» — слушатели будут чувствовать, что звук излучает небольшая поверхность. Отсутствие акустической перспективы особенно заметно при воспроизведении звучания симфонического оркестра, хора и тому подобных больших ансамблей.

С помощью применяемой в настоящее время двухканальной стереофонической системы получают весьма близкую к естественной акустическую перспективу звуковоспроизведения.

К двухканальной стереофонической аппаратуре предъявляются дополнительные требования, важнейшими из которых являются следующие: 1) различие в усилении обоих каналов усиления звуковой частоты (рассогласование их чувствительности) при всех положениях регуляторов громкости не должно превышать 2—3 дБ; 2) частотные характеристики каналов должны мало различаться при всех положениях регуляторов тембра; рассогласование характеристик на каждой данной частоте должно быть не более 2—3 дБ.

Отношение мешающего сигнала, проникающего в данный канал из другого, к номинальному уровню полезного сигнала (в данном канале — переходное затухание) практически должно быть не более 20 дБ на частотах 63—80 Гц, 20—35 дБ на частотах 200 Гц и 5 кГц, 25—40 дБ на частоте 1 кГц и 20—30 дБ на частоте 10 кГц (большие значения коэффициента переходного затухания относятся к устройствам более высоких классов).

4.2. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Оконечные и предоконечные каскады

Выбор схемы. Оконечный каскад УЗЧ является каскадом усиления мощности и его целесообразно выполнять по двухтактной бестрансформаторной схеме с несимметричным выходом. Такой каскад по сравнению с трансформаторным вносит меньшие частотные, переходные и нелинейные искажения, а также обладает более высоким КПД. Транзисторы каскада работают обычно в режиме АВ.

Бестрансформаторный оконечный каскад можно построить на транзисторах с различными типами проводимости, как, например, показано на рис. 4.1 для случая использования одного (рис. 4.1,*а*,*б*) или двух (рис. 4.1,*в*) источников

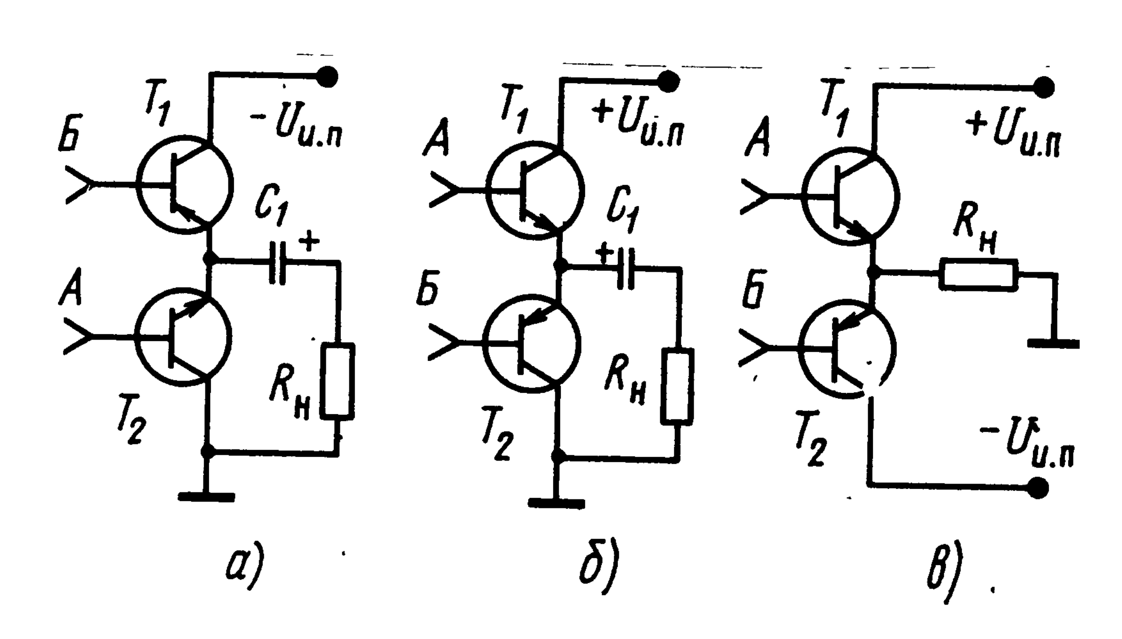


Рис. 4.1

питания. Основное различие этих вариантов заключается в способе подключения сопротивления нагрузки $R_н$. Наибольшее распространение получили УЗЧ с использованием двух источников питания, позволяющие отказаться от необходимости применять разделительные конденсаторы большой емкости и обеспечивающие простоту реализации каскадов предварительного усиления.

Простейшие каскады на рис. 4.1 находят применение обычно в различных устройствах при $P_{вых} \leqslant 0,1$ Вт. При большей мощности следует использовать аналогичные каскады на составных транзисторах разной проводимости с мало различающимися параметрами, как показано, например, на рис. 4.2. Такие каскады находят применение в тех случаях, когда от оконечного каскада требуется в основном необходимое усиление по току. Для получения дополнительного усиления по напряжению в оконечном каскаде находит применение схема, приведенная на рис. 4.3; здесь в каждом плече каскада имеется цепь отрицательной обратной связи (R_1, R_5 и R_2, R_6), определяющая коэффициент усиления по напряжению.

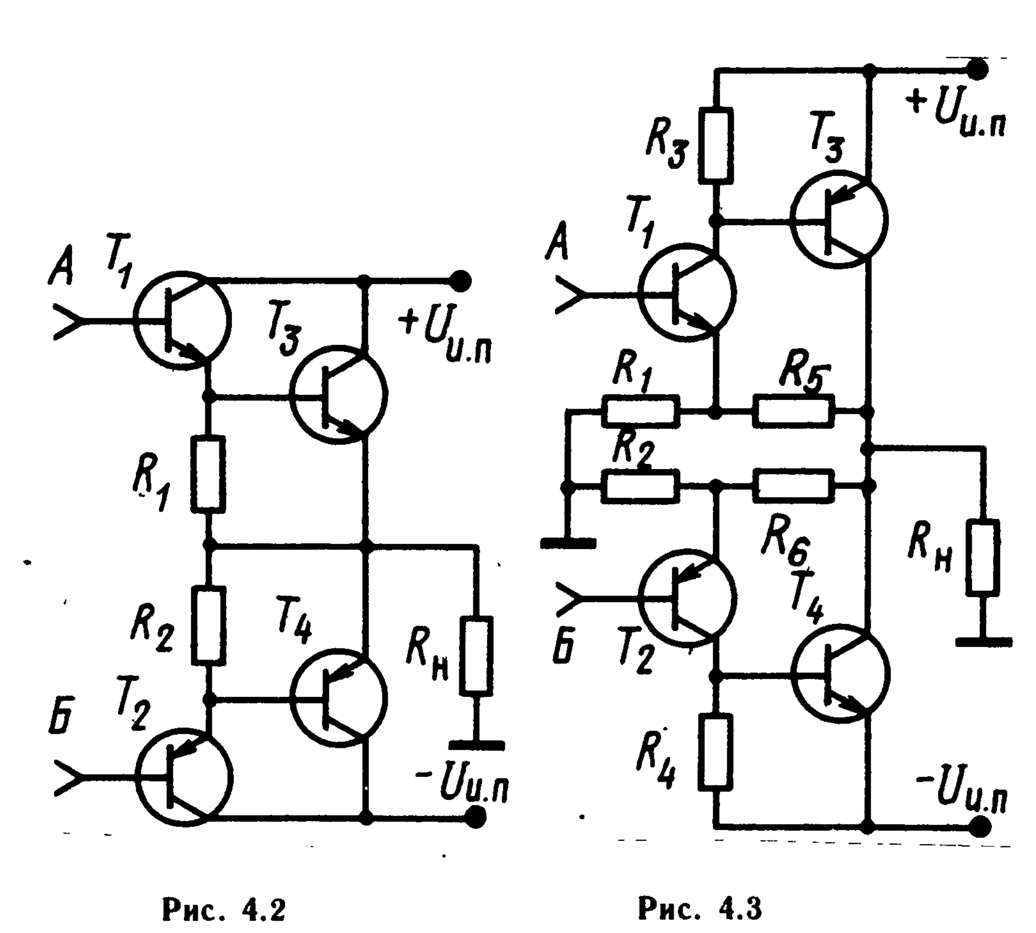


Рис. 4.2 Рис. 4.3

Можно также строить оконечные каскады с так называемой квазикомплементарной выходной цепью (рис. 4.4).

Оконечные каскады по приведенным схемам возбуждаются обычно однотактными предоконечными каскадами на транзисторах, имеющими гальваническую связь с оконечными каскадами. Для возбуждения оконечного каскада по схеме на рис. 4.1 целесообразно использовать предоконечные каскады, схемы которых приведены на рис. 4.5,*а*,*б*. При изменении полярности источника питания эти же схемы могут быть использованы и для каскада по схеме на рис. 4.1,*б*, при этом нужно лишь изменить на обратный тип проводимости транзистора, а также полярность включения диода и конденсатора. Из оконечных каскадов с двумя источниками питания наибольшее распространение получил предоконечный каскад по схеме на

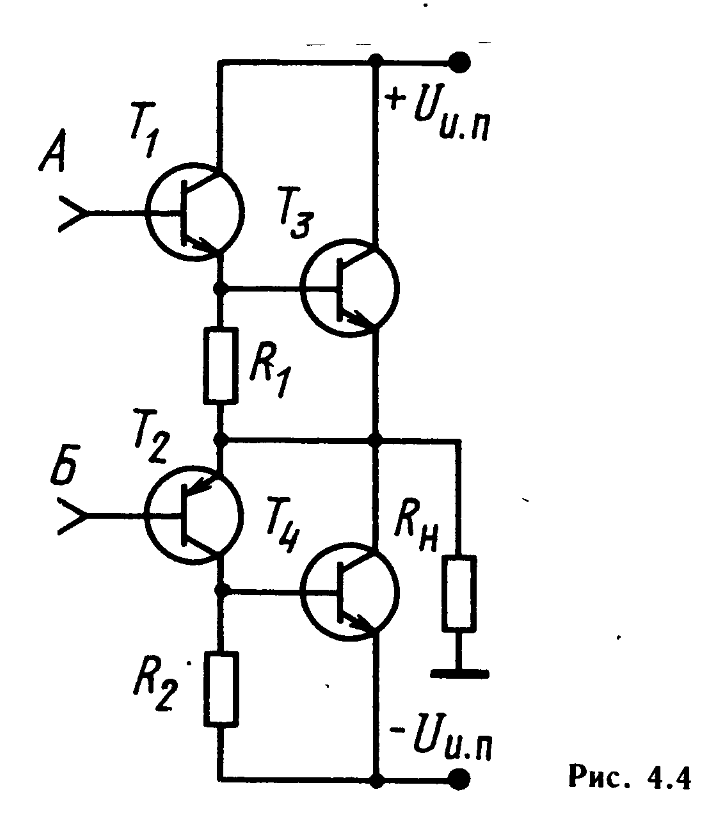


Рис. 4.4

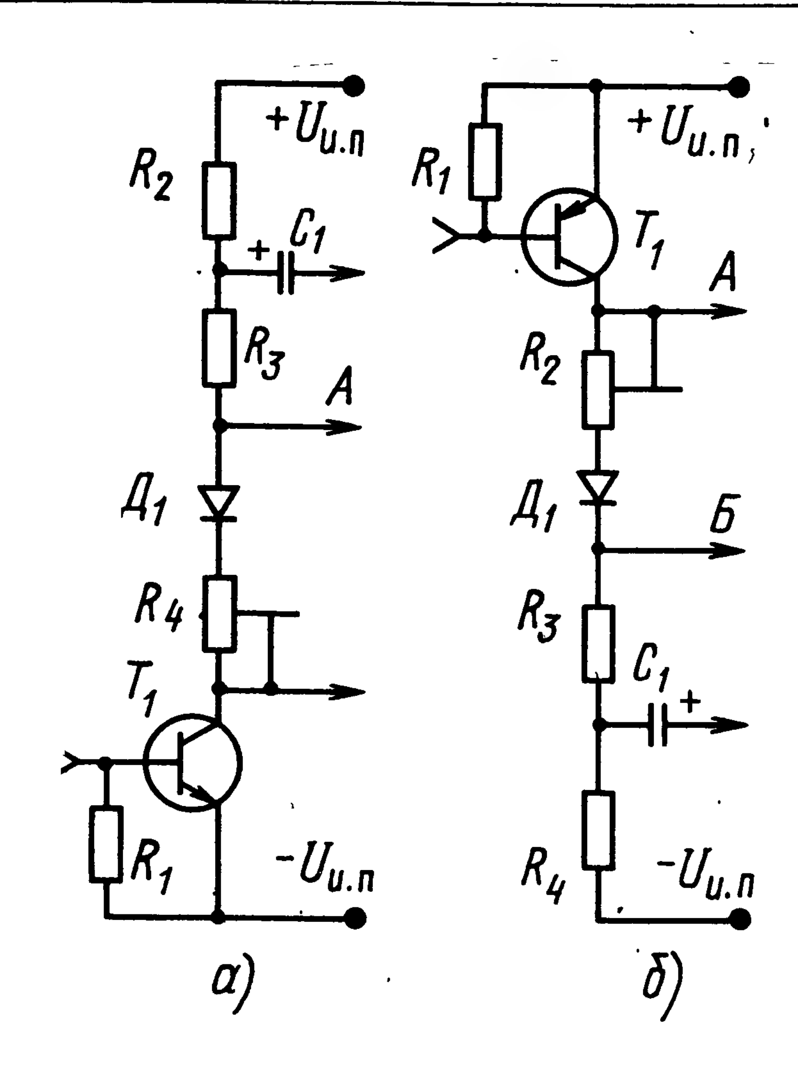


Рис. 4.6

рис. 4.6 при использовании транзистора *p-n-p* проводимости (рис. 4.6,*б*) и *n-p-n* (рис. 4.6,*а*). К особенностям схем на рис. 4.5 и 4.6 относится наличие цепи положительной обратной связи с выхода усилителя через конденсатор C_1 в точку соединения резисторов R_2 и R_3 и обеспечивающей их малое влияние на режим работы каскадов по переменному току.

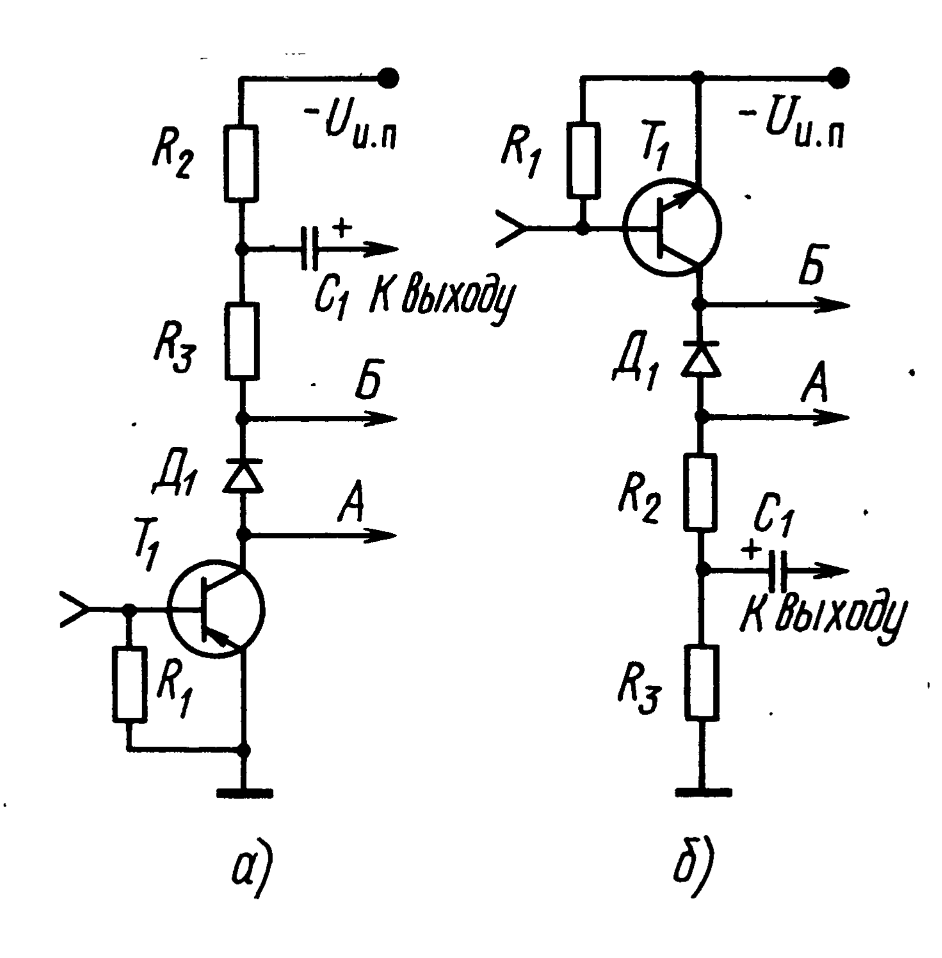


Рис. 4.5

Возбуждение мощных оконечных каскадов, выполненных по схемам на рис. 4.2—4.4, обычно осуществляется от более сложного предоконечного каскада (рис. 4.7) с использованием активного генератора тока на транзисторе T_2 в качестве нагрузки транзистора T_1, что позволяет максимально использовать по напряжению источник питания, а также получить малые нелинейные искажения.

Как следует из рис. 4.5—4.7, напряжение смещения для оконечного каскада, определяющее ток покоя выходных транзисторов, зависит от падения напряжения на элементах, включенных между точками *А* и *Б*. При малом необходимом напряжении смещения (0,7—1,5 В) целесообразно использовать последовательную цепь из одного или нескольких диодов и резистора с небольшим сопротивлением, а при большем напряжении смещения — цепь с транзистором (например, рис. 4.7,*б*).

Для надежной работы УЗЧ обычно требуется термостабилизация тока покоя выходных транзисторов, что достигается использованием в цепях напряжения смещения терморезисторов или установкой диодов и транзисторов в непосредственной близости от радиаторов выходных транзисторов с обеспечением теплового контакта.

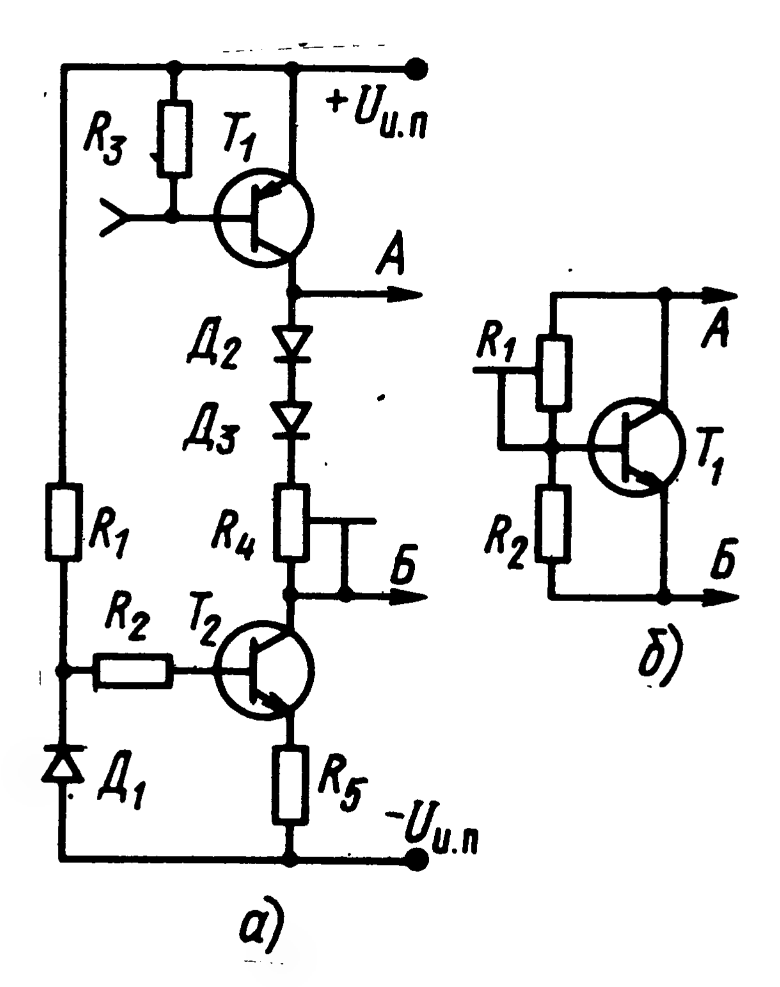


Рис. 4.7

Расчет бестрансформаторного оконечного каскада. При расчете оконечного каскада заданными параметрами являются номинальная выходная мощность — $P_{ном}$ и полное входное сопротивление нагрузки — $Z_н$ (обычно стандартизованные сопротивления головок громкогово-

рителей, см. табл. 4.4). В результате расчета должны быть определены: номинальное напряжение источника питания каскада $U_{\text{и п}}$ и потребляемый от него средний ток $I_{\text{К ср}}$, типы транзисторов и параметры элементов.

При определении расчетной мощности $P_{\text{расч}}$ оконечного каскада следует учесть, что она больше $P_{\text{ном}}$ на величину потерь в эмиттерных резисторах и делителе цепи отрицательной обратной связи:

$$P_{\text{расч}} \geqslant 1{,}1\ P_{\text{ном}}. \qquad (4.1)$$

Напряжение источника питания $U_{\text{и п}}$ (одного или суммы двух) определяется по формуле

$$U_{\text{и п}} = 2\left(\sqrt{2P_{\text{расч}}\ Z_{\text{н}}} + U_{\text{КЭ нас}}\right), \qquad (4.2)$$

где $U_{\text{КЭ нас}} = 0{,}4 \div 0{,}5$ В для германиевых сплавных транзисторов, 0,6—0,7 В для германиевых сплавно-диффузионных, до 2 В для германиевых конверсионных и 2—5 В для кремниевых с применением диффузионной или планарной технологии (см. § 12.14).

Амплитуда тока коллектора транзисторов оконечного каскада $I_{\text{К}max}$ и среднее значение тока, потребляемого от источника питания $I_{\text{Кср}}$, находятся по формулам:

$$I_{\text{К}max} = \sqrt{2P_{\text{расч}}/Z_{\text{н}}}; \qquad (4.3)$$

$$I_{\text{К ср}} = I_{\text{К}max}/\pi. \qquad (4.4)$$

Максимальная мощность рассеяния на коллекторе транзистора одного плеча составляет

$$P_{\text{К}max} \approx 0{,}5P_{\text{расч}}. \qquad (4.5)$$

При выборе типов транзисторов T_3 и T_4 в каскадах по схемам на рис. 4.2—4.4 следует руководствоваться соотношениями

$$U_{\text{КЭдоп}} \geqslant 1{,}2U_{\text{и.п}};\ I_{\text{Кдоп}} \geqslant (1{,}2—1{,}3)I_{\text{К}max};$$
$$P_{\text{Кдоп}} \geqslant P_{\text{К}max};\ f_\beta > (2—4)f_{\text{в}}, \qquad (4.6)$$

где f_β — граничная частота усиления транзистора при включении с ОЭ:

$$f_\beta \approx f_\alpha/\beta. \qquad (4.7)$$

Здесь $f_{\text{в}}$ — верхняя граничная частота воспроизводимого диапазона частот УЗЧ.

Транзисторы T_1 и T_2 в каскадах на рис. 4.2—4.4 должны удовлетворять условиям

$$U'_{\text{КЭ}max} \geqslant 1{,}2U_{\text{и.п}};\ I_{\text{К}max} \geqslant I_{\text{К}max}/h_{21\text{э}};$$
$$P'_{\text{Кдоп}} \geqslant P_{\text{К}max}/h_{21\text{э}};\ f_\beta > (2—4)f_{\text{в}}, \qquad (4.8)$$

где $h_{21\text{э}}$ — статический коэффициент усиления тока транзисторов T_3 и T_4 (см. рис. 4.2—4.4) при включении с ОЭ, в режиме большого сигнала.

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 в каскадах на рис. 4.2, 4.4 некритичны и обычно выбираются от 50 до 200 Ом. При использовании на выходе УЗЧ разделительного конденсатора его минимальная емкость в микрофарадах находится по формуле

$$C = 2 \cdot 10^5/(f_{\text{н}} z_{\text{н}}), \qquad (4.9)$$

где $f_{\text{н}}$ — нижняя граничная частота воспроизводимого диапазона частот УЗЧ, Гц.

Каскады предварительного усиления

Входные каскады УЗЧ предназначены для оптимального согласования входного сопротивления усилителя с выходным сопротивлением различных источников звуковых сигналов при обеспечении минимального уровня шумов и наводок, а также компенсации частотных искажений или предыскажений, свойственных данному источнику сигнала. Кроме того, входные каскады осуществляют необходимое усиление для приведения среднего уровня сигнала от данного источника сигнала к некоторому стандартному уровню.

На рис. 4.8—4.10 приведены схемы предварительных усилителей, предназначенных для использования в электрофонах. Входное сопротивление усилителя на рис. 4.8 составляет 1 МОм, что необходимо для работы с пьезоэлектрическим звукоснимателем; частотная характеристика линейна в диапазоне 3 Гц — 500 кГц, усиление — 10 дБ, отношение сигнал/шум — 78 дБ относительно входного сигнала с уровнем 100 мВ.

Усилители на рис. 4.9 и 4.10 рассчитаны на подключение электромагнитной головки звукоснимателя и различаются элементной базой при приблизительно одинаковых характеристиках. Входное сопротивление этих усилителей стандартизовано и составляет 47 кОм. Частотные характеристики, формируемые в цепях отрицательной обратной связи, обеспечивают линейную частот-

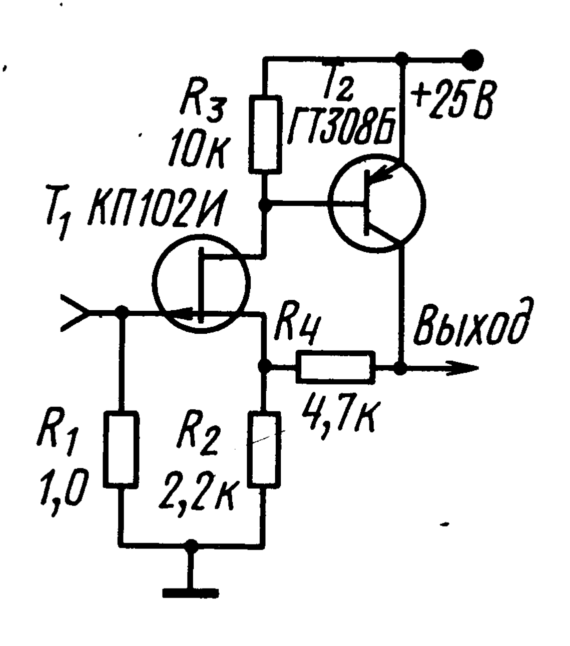


Рис. 4.8

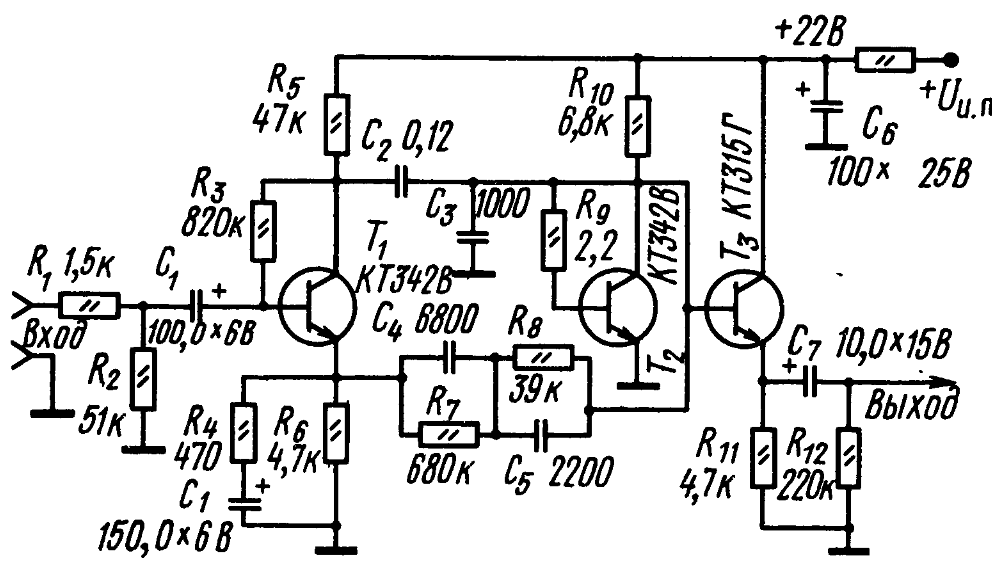


Рис. 4.9

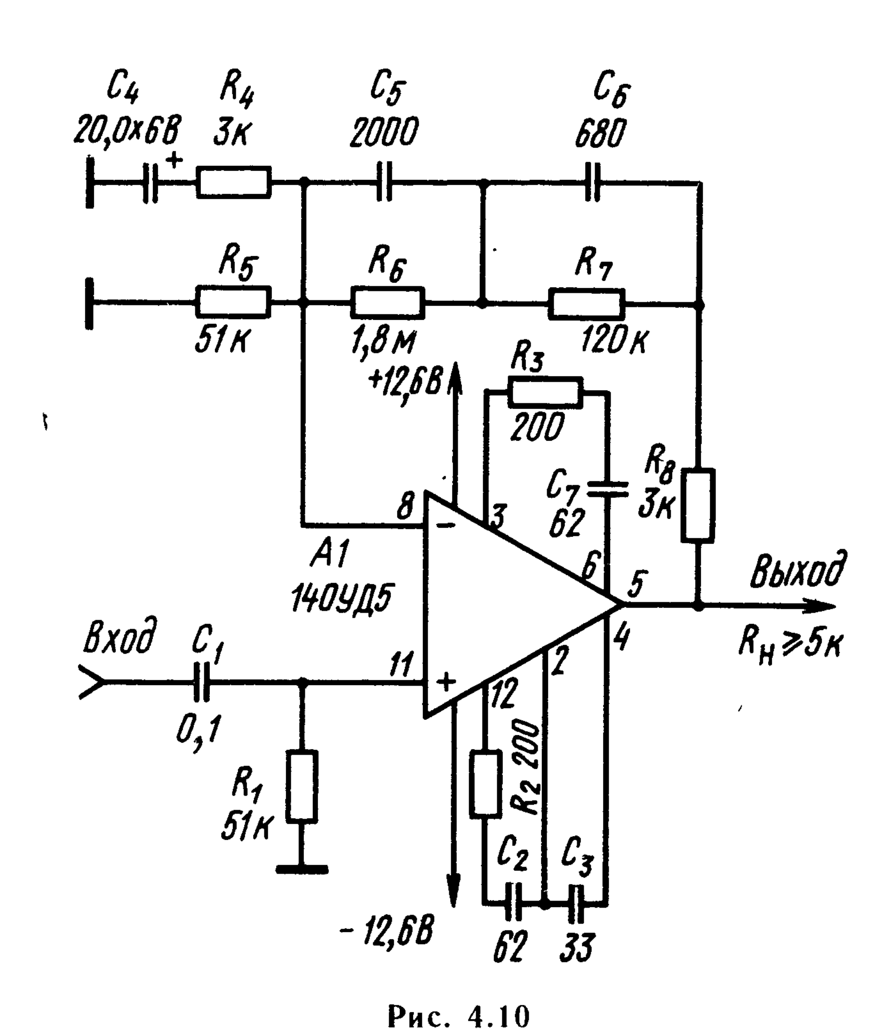


Рис. 4.10

ную характеристику воспроизведения в диапазоне 20 Гц—20 кГц при коэффициенте усиления на частоте 1 кГц около 40 дБ.

Промежуточные каскады УЗЧ обычно выполняются на транзисторах по схеме ОЭ или на микросхемах с использованием глубоких отрицательных обратных связей по переменному и постоянному току. Частотные характеристики этих усилителей обычно линейны в широком диапазоне частот, а коэффициенты усиления могут значительно изменяться. На рис. 4.11 и 4.12

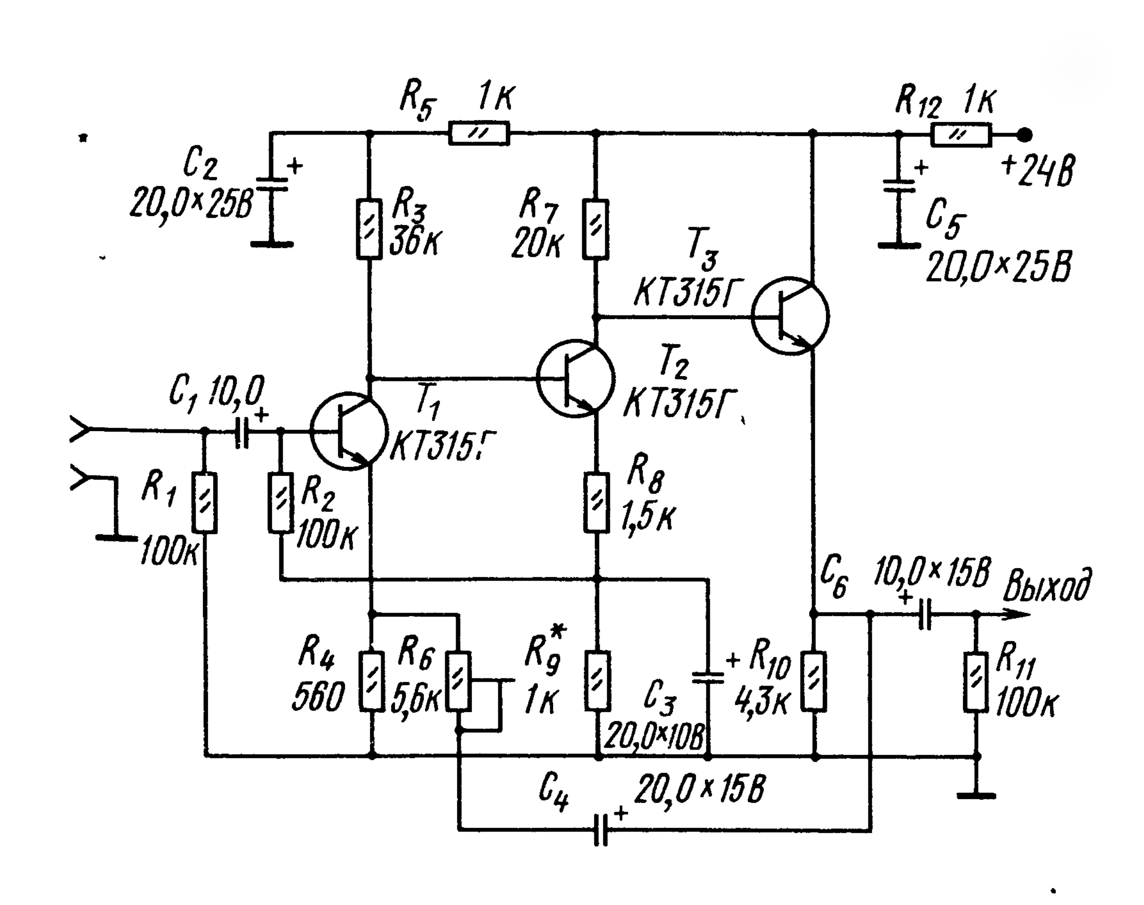


Рис. 4.11

приведены варианты наиболее целесообразного построения промежуточных каскадов УЗЧ.

В качестве каскадов предварительного УЗЧ портативных РВ и ТВ приемников, в том числе и автомобильных, целесообразно использовать интегральные микросхемы серий К157, К224, К235, К140, К553, К153.

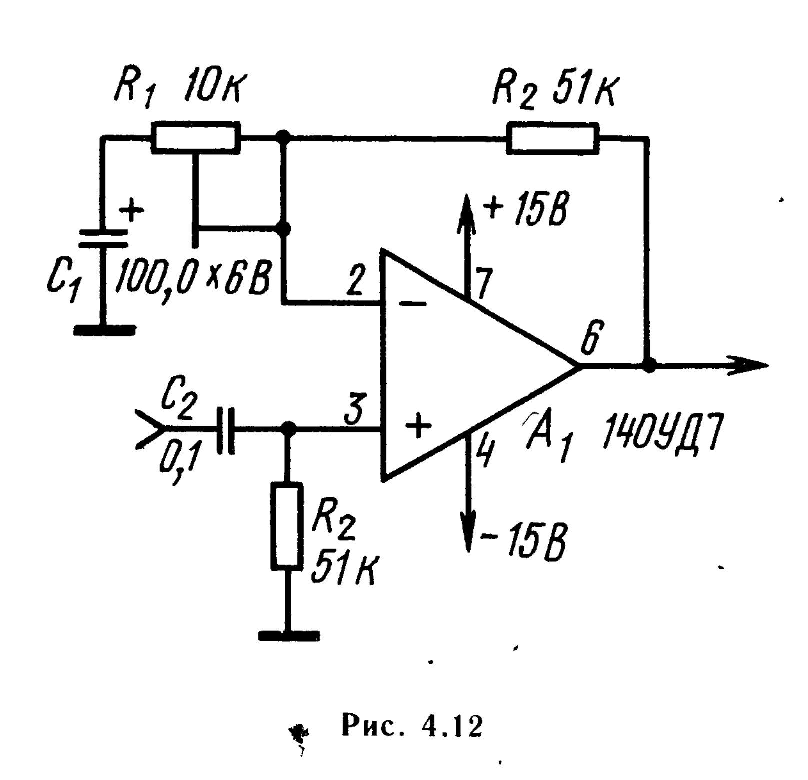


Рис. 4.12

Типовые схемы подключения источников сигналов к входам УЗЧ РВ приемников, радиол, электрофонов и магнитофонов через стандартные штепсельные разъемы типов СШ3-СГ3 и СШ5-СГ5 показаны на рис. 4.13; схемы в верхнем ряду относятся к монофоническим, а в нижнем — к стереофоническим звуковоспроизводящим устройствам и магнитофонам; цепи левого и правого стереоканалов обозначены буквами *А* и *В* соответственно. На рис. 4.13,*а* приведены схемы разъемов для подключения звукоснимателей к РВ приемникам и электрофонам, на рис. 4.13,*б—г* для подключения к магнитофонам микрофонов с симметричными, несимметричными выходами и трансляционной линии соответственно. На рис. 4.13,*д* показана схема устанавливаемых на приемниках (радиолах) гнездовых частей разъемов, через которые подают на входы из УЗЧ сигнал от звукоснимателя либо снимают сигнал для записи на магнитофон, а на рис. 4.13,*е* — схема гнездовой части разъема на линейном выходе магнитофона.

Регулирование усиления

Наиболее распространенным способом регулирования усиления (громкости) является потенциометрическая регулировка. Она осуществляется введением во входную или межкаскадную цепь усилителя регулировочного потенциометра $R_р$ с переменным коэффициентом деления напряжения (рис. 4.14). Регулятор громкости нормально работает при соотношении $R_{вх.сл}/R_р = R_р/R_{ист} = 10 \div 30$, которое выполняется обычно при включении регулятора между двумя эмиттерными повторителями или при применении после регулятора каскада на полевом транзисторе.

Потенциометрическая регулировка громкости может быть плавной (рис. 4.15) и ступенчатой (рис. 4.16). При плавной регулировке в качестве потенциометра $R_р$ следует использовать переменные резисторы с функциональной характеристикой типа В, что обеспечивает равномерность изменения громкости звуковоспроизведения при различных уровнях входных сигналов. При ступенчатой регулировке потенциометр $R_р$

Рис. 4.13

состоит из ряда последовательно соединенных резисторов, количество которых и соотношение их номиналов определяют диапазон и закон регулирования.

При использовании простых регуляторов усиления (см. рис. 4.15, рис. 4.16) уменьшение громкости создает у слушателя ощущение изменения тембра звучания: значительно большее уменьшение относительной громкости составляющих нижних и верхних частот по сравнению со средними частотами. От этого недостатка свободны тонкомпенсированные регуляторы громкости, у которых регулирование осуществляется в соответствии с кривыми равной громкости. Тонкомпенсированное регулирование громкости осуществляется обычно с помощью переменных резисторов с одним (рис. 4.17, 4.18) или двумя (рис. 4.19) отводами, к которым подключаются цепи *RC*. Схема на рис. 4.18 рассчитана на использование переменных резисторов ВКУ-1а, ВКУ-1б, СП3-8 и т. п., а схема на рис. 4.19 — резисторов ВКУ-2а, ВКУ-2б или СП3-7.

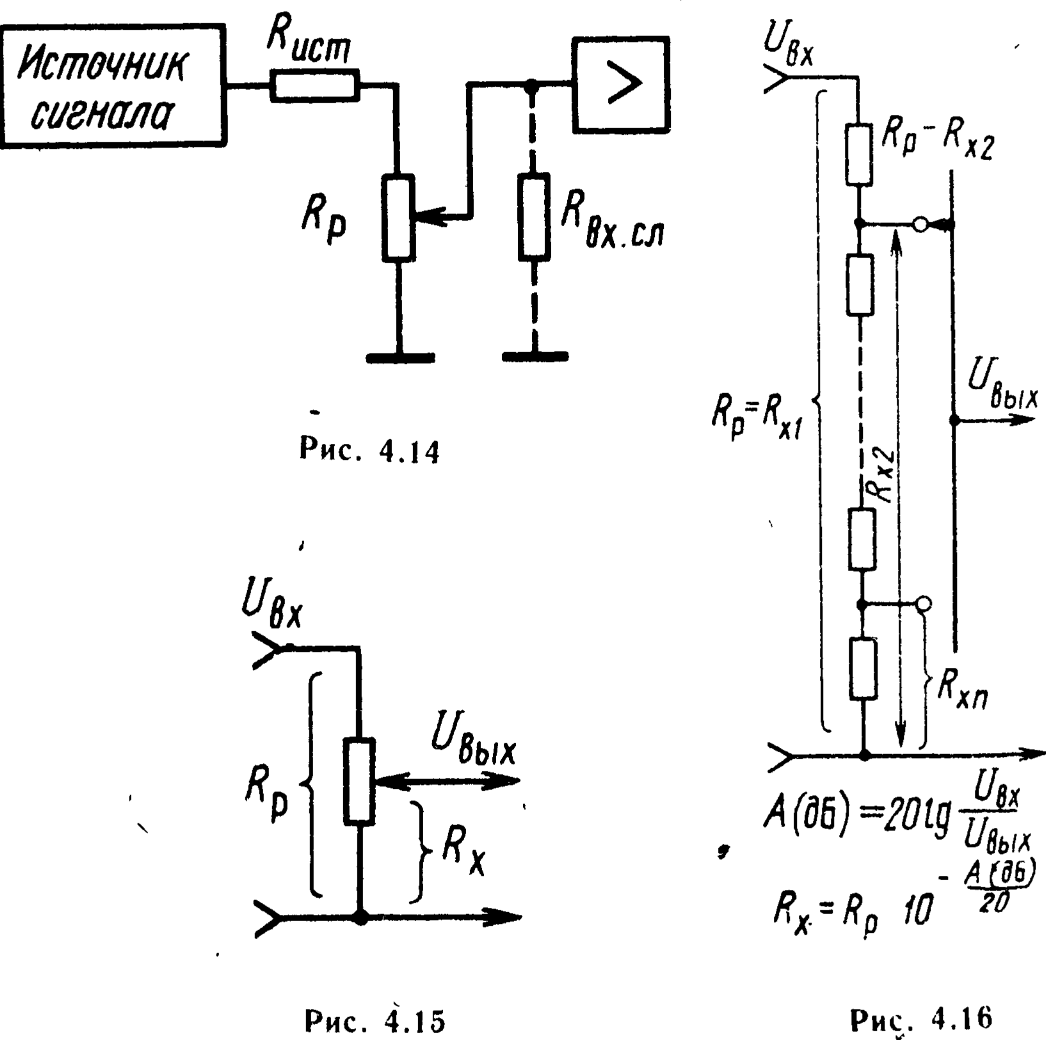


Рис. 4.14

Рис. 4.15

Рис. 4.16

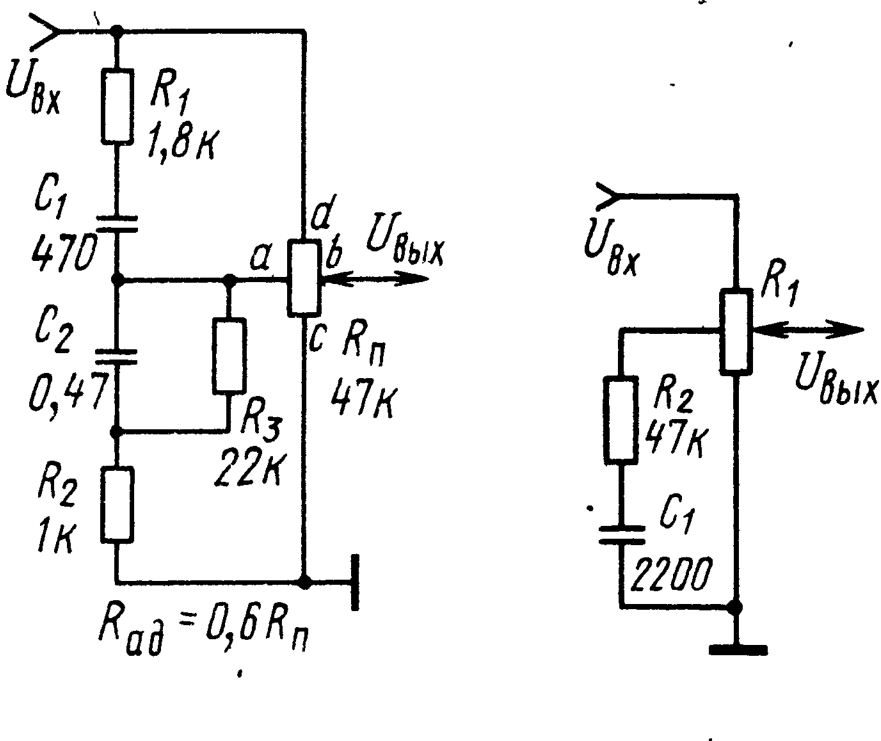


Рис. 4.17 Рис. 4.18

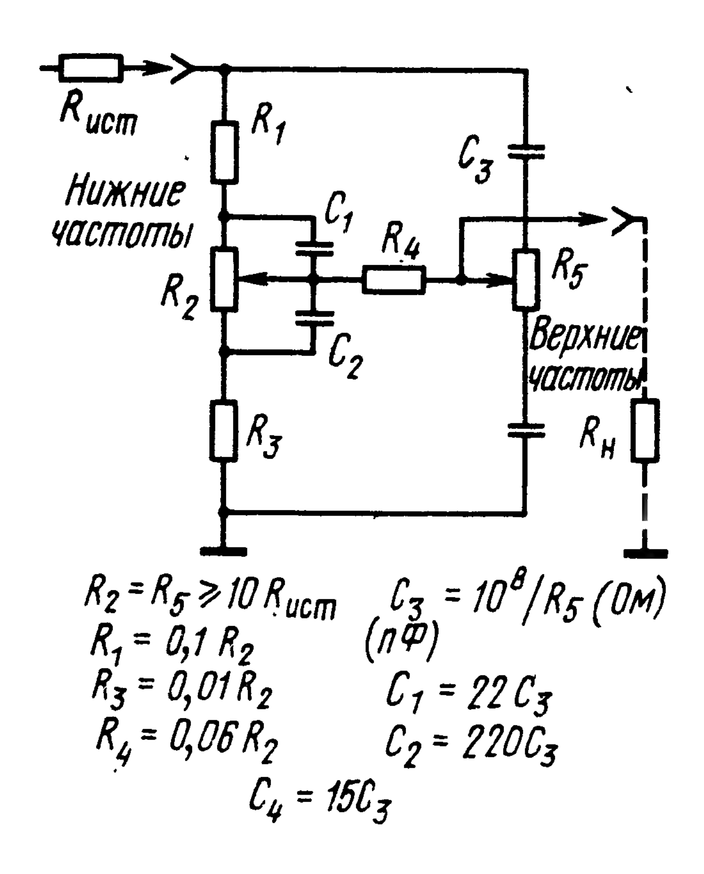


Рис. 4.20

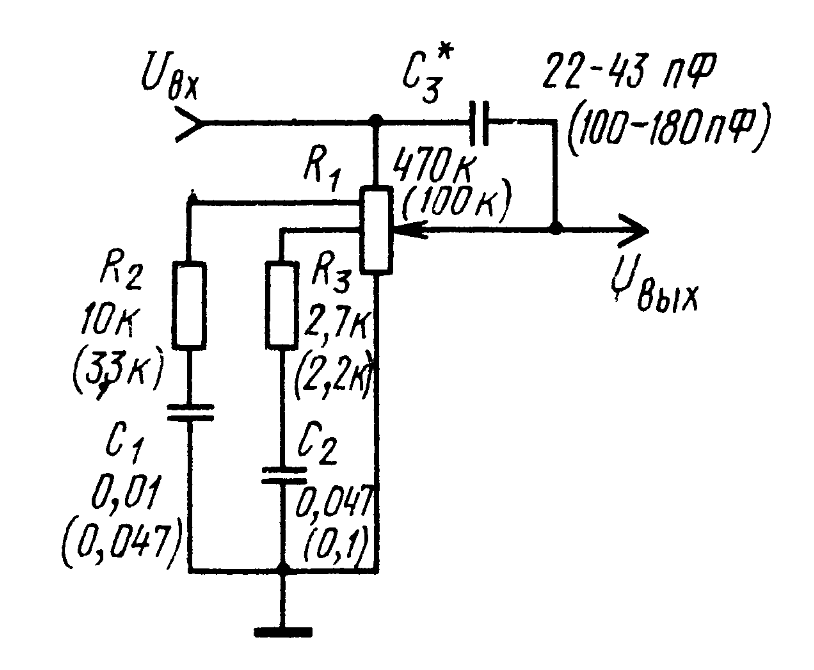


Рис. 4.19

Регулирование тембра

Регулирование тембра, т. е. изменение относительной громкости воспроизведения различных частей рабочего диапазона звуковых частот, применяется для получения оптимального звуковоспроизведения при различных источниках сигнала.

Необходимость в регулировании тембра связана с субъективными особенностями восприятия звука ухом человека и осуществляется взаимонезависимым изменением АЧХ усилителя с помощью регуляторов тембра обычно в пределах ±(10—20) дБ в различных полосах воспроизводимого диапазона частот. Схемы регуляторов тембра различают по типам используемых элементов на пассивные и активные, а также по форме регулировочных характеристик и количеству одновременно регулируемых частотных полос.

К достоинствам пассивных регуляторов тембра относится простота их реализации, т. к. они состоят только из резисторов и конденсаторов. На рис. 4.20 приведены типовая схема такого регулятора с использованием двойного Т-моста и соотношения между номиналами резисторов и конденсаторов, обеспечивающие регулирование затухания на двух частотах: 100 Гц (нижние частоты) и 10 кГц (верхние частоты) в пределах ±12 дБ. При несовпадении рассчитанных номиналов со стандартными следует применять ближайшие к стандартным.

При использовании пассивных Т-мостов следует учитывать, что плавность регулирования в них возможно получить только при применении переменных резисторов с функциональной характеристикой типа В, а также при выполнении условий согласования по входу и выходу. Сопротивление источника сигнала $R_{ист}$ должно быть не более 100—500 Ом, а сопротивление нагрузки не менее 15—30 кОм.

К недостаткам пассивных регуляторов тембра относится ослабление на 20—25 дБ средних частот полосы воспроизводимого диапазона сигналов независимо от положения движков регуляторов тембра и примерно такое же ослабление на всех частотах в диапазоне 100 Гц — 10 кГц при установке движков регуляторов тембра в положение, соответствующее линейной частотной характеристике. Устранение затухания в таких регуляторах тембра, т. е. обеспечение коэффициента передачи $K=1$, может быть достигнуто только при использовании дополнительного усилителя, как показано, например, на рис. 4.21. В этом случае эмиттерный повторитель на транзисторе T_1 согласует выходное сопротивление источника сигнала со входом Т-моста. Каскад усиления на транзисторе T_2 компенсирует вносимое Т-мостом ослабление, а T_3 обеспечивает согласование по выходу с последующим устройством.

Активные регуляторы тембра, в отличие от пассивных, содержат усилительные элементы и обеспечивают коэффициент передачи $K=1$ при установке движков регуляторов в положение, соответствующее линейной частотной характеристике. Схема наиболее распространенного активного регулятора тембра, обеспечивающего регулирование на двух частотах: 100 Гц (нижние частоты) и 10 кГц (верхние частоты), приведена на рис. 4.22. Основу регулятора составляет Т-мост, включенный в цепь отрицательной обратной связи. В отличие от пассивного Т-моста

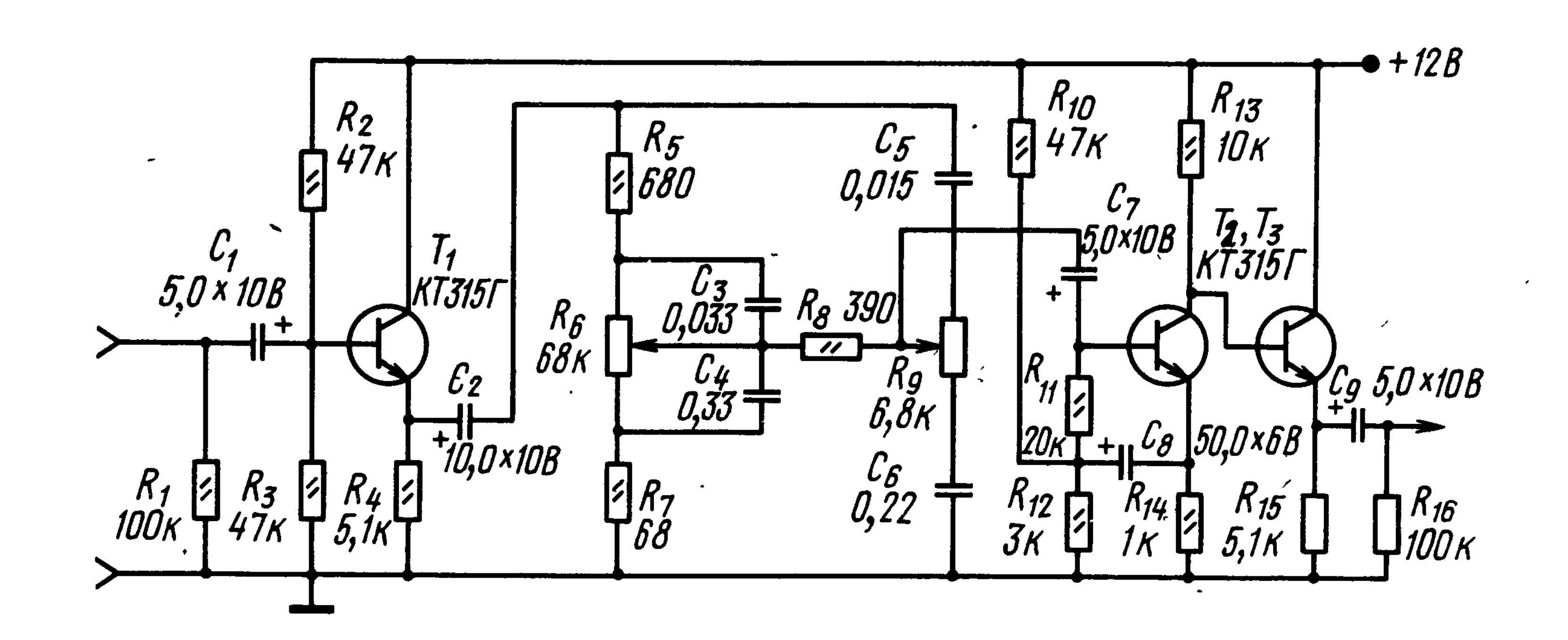


Рис. 4.21

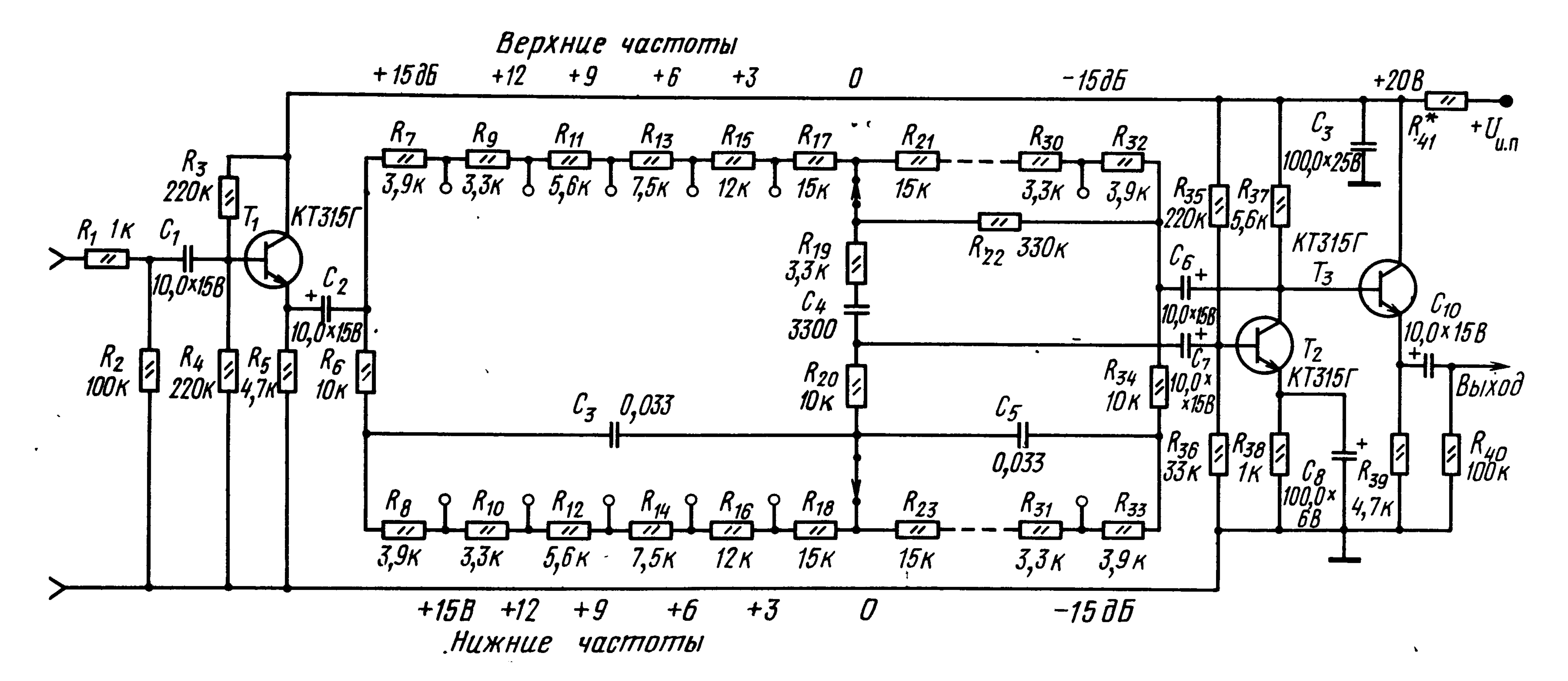


Рис. 4.22

плавность регулирования достигается здесь использованием переменных резисторов с функциональной характеристикой типа А.

При значительных отклонениях частотных характеристик источников сигналов от линейных приведенные регуляторы тембра оказываются недостаточно эффективными. В связи с этим все большее распространение получают многочастотные или многополосные регуляторы тембра, позволяющие осуществлять одновременную и взаимонезависимую регулировку на нескольких, обычно пяти или шести, частотах. Среди них наилучшими параметрами обладают регуляторы, использующие принцип формирования частотной характеристики цепями *RC* и отдельными усилительными элементами для каждой частотной полосы. На рис. 4.23, *а* приведена схема звена одного из наиболее простых в реализации многополосных регуляторов тембра с применением операционного усилителя, а на рис. 4.23, *б* —

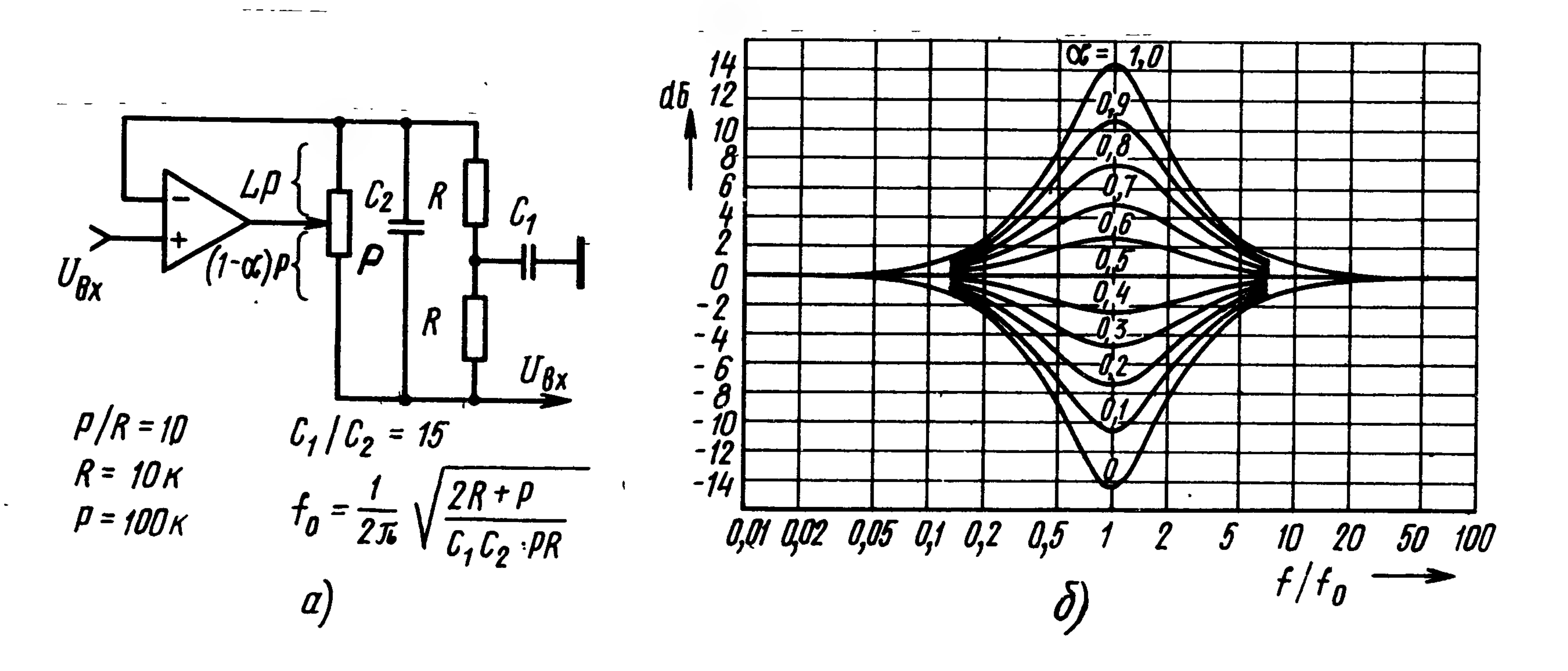


Рис. 4.23

нормированная регулировочная характеристика. Отдельные звенья регулятора соединяются последовательно в выбранном наборе. В табл. 4.2 приведены номиналы резисторов и конденсаторов для 10 звеньев со средними частотами, перекрывающими диапазон от 33 Гц до 15 кГц.

Таблица 4.2. **Номиналы резисторов и конденсаторов для 10 звеньев**

f, Гц	C_1, нФ	Реализация в комбинации, нФ	C_2, нФ	Реализация в комбинации, нФ
33	2050	1000+1000	136	68+68
65	1040	680+330	69	47+22
125	540	470+68	36	33+3,3
250	270	220+47	18	15+3,3
500	135	100+33	9	6,8+2,2
1000	68	68	4,5	2,2+2,2
2000	34	33+1	2,25	2,2
4000	17	15+2,2	1,13	1+0,1
8000	8,5	6,8+1,5	0,56	0,47+0,1
15 000	4,5	4,7	0,3	0,22+0,068

Регулирование стереобаланса

Этот вид регулирования применяется в стереофонических усилителях и служит для перераспределения усиления между каналами. При этом обязательным условием регулирования является постоянство суммарного усиления каналов, что достигается при одновременном ослаблении уровня сигнала в одном канале и увеличении уровня сигнала в другом.

Регулятор стереобаланса может осуществлять электрический баланс, т. е. равенство коэффициентов усиления по напряжению в каждом из каналов, а также и акустический баланс, при котором обеспечивается равенство звуковых давлений от громкоговорителей в зоне прослушивания.

В качестве регуляторов стереобаланса можно применять одиночные или сдвоенные переменные резисторы. На рис. 4.24, 4.25 приведены типичные схемы включения регуляторов стереобаланса.

Переменные резисторы в регуляторах на рис. 4.24 следует выбирать с функциональной характеристикой вида Е/И (см. рис. 12.8),

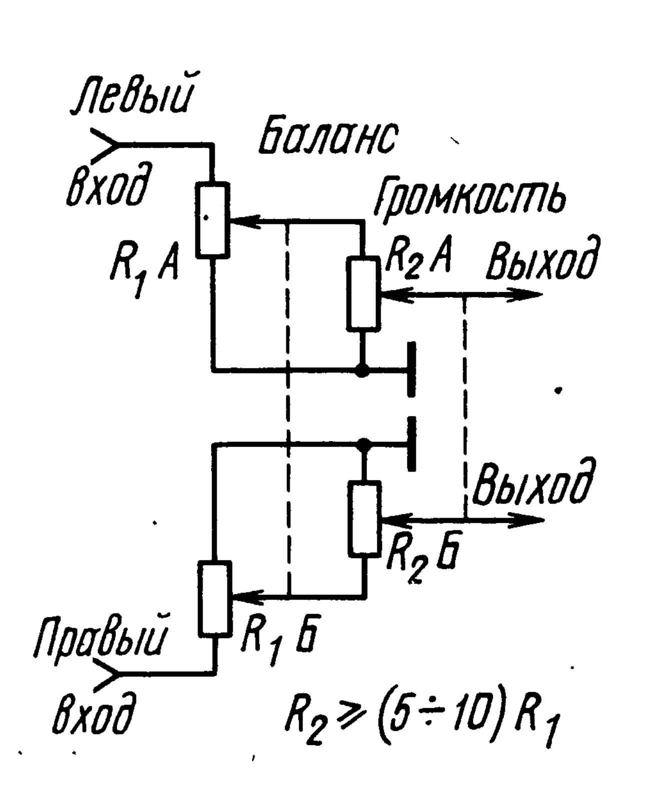


Рис. 4.24

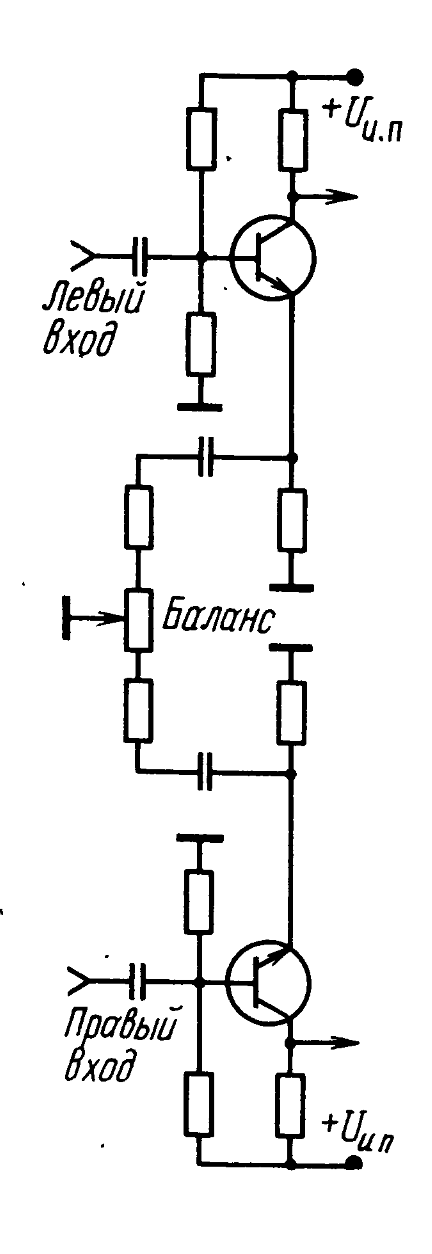


Рис. 4.25

обеспечивающей наименьшие потери в усилении 0,5—1 дБ по сравнению с использованием переменных резисторов с другими характеристиками. В регуляторе на рис. 4.25 целесообразно использовать переменные резисторы с функциональной характеристикой вида А.

Рекомендуемые схемы УЗЧ

Простейший УЗЧ по схеме на рис. 4.26 имеет номинальную выходную мощность 60 мВт при сопротивлении нагрузки 6 Ом и напряжении источника питания — 9 В, чувствительность 18 мВ, рабочая полоса частот 450 Гц — 3 кГц. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ обеспечивают термостабилизацию смещения на базах транзисторов оконечного каскада. Входной сигнал на усилитель поступает с регулятора громкости.

Усилители на микросхемах. Варианты практических схем УЗЧ с применением микросхем в качестве каскадов предварительного усиления,

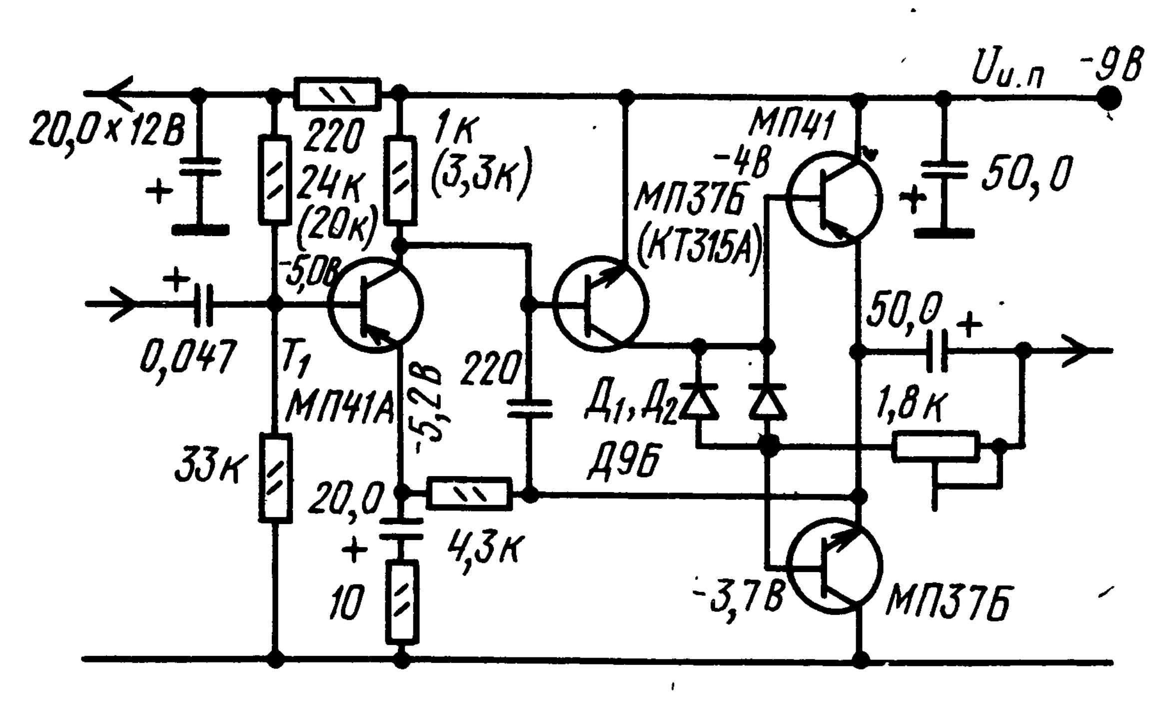


Рис. 4.26

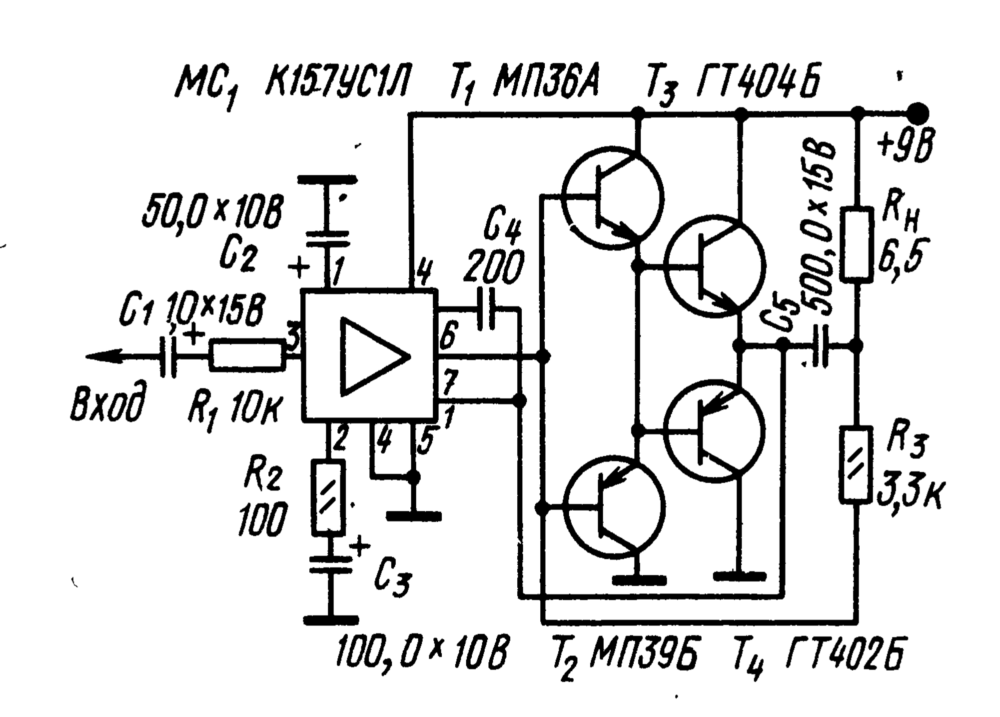


Рис. 4.27

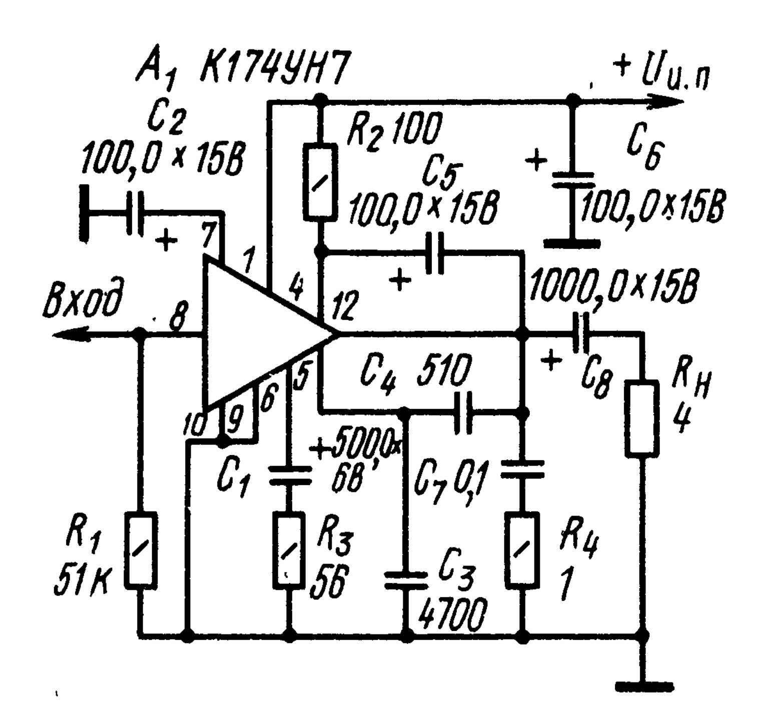


Рис. 4.29

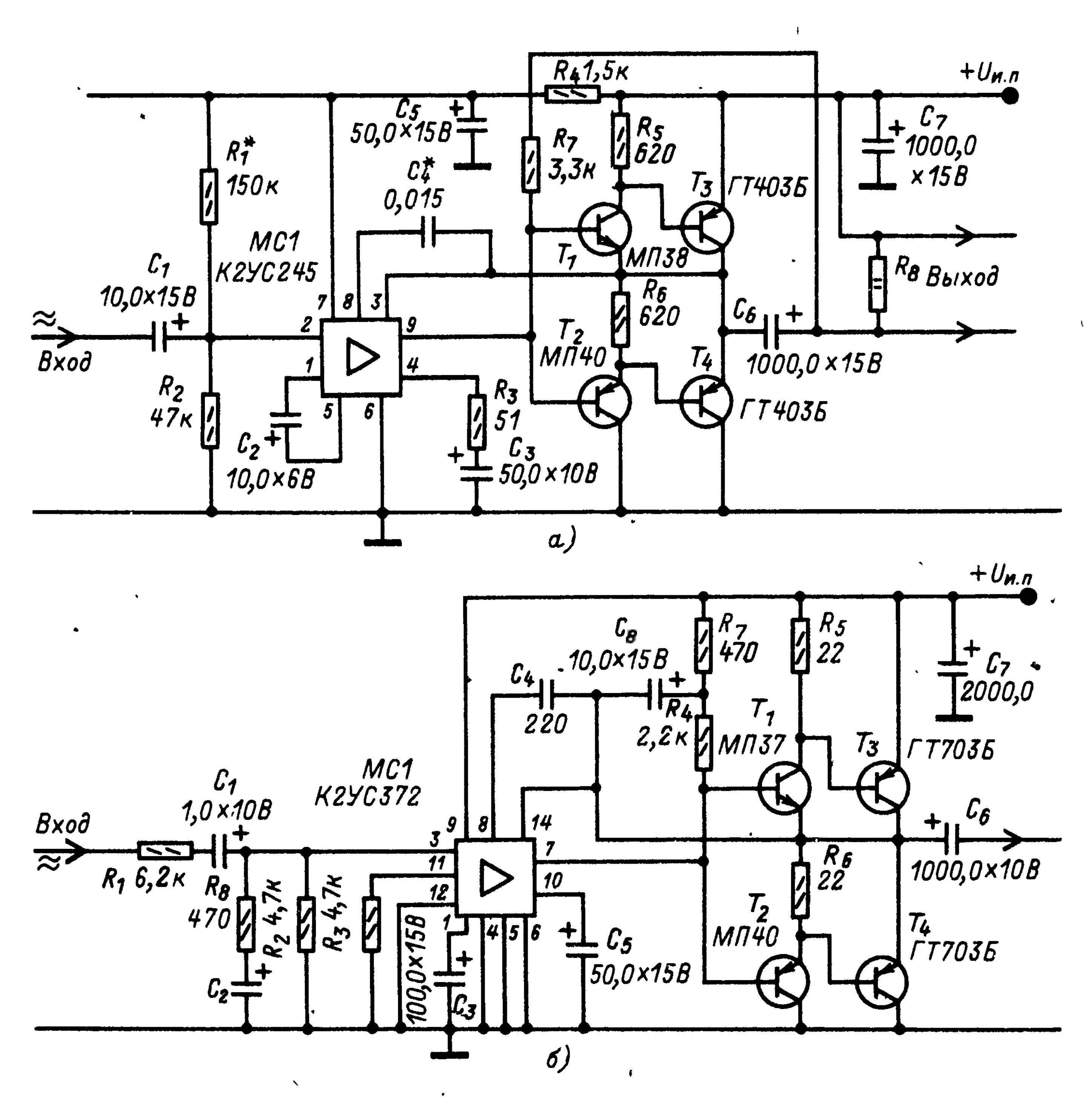


Рис. 4.28

а также в качестве усилителей мощности приведены на рис. 4.27—4.30, а табл. 4.3 указаны их параметры.

На рис. 4.27 приведена схема УЗЧ с оконечным бестрансформаторным двухтактным каскадом на составных транзисторах различного типа проводимости. Отрицательная обратная связь по напряжению, охватывающая все каскады усилителя (через цепь R_2C_3 и внутренние элементы микросхемы), создает условия работы усилителя мощности без подачи начального смещения, обеспечивая при этом малые нелинейные искажения в широком диапазоне амплитуд входного сигнала.

Таблица 4.3. **Параметры УЗЧ на микросхемах**

Параметр	Рис. 4.27		Рис. 4 28			Рис 4 29
$f_н$, Гц	50	50	80	80	80	40
$f_в$, кГц	15	15	12	12	12	20
$U_{и п}$, В	9	12	6	9	12,8	15
$I_{пот}$, мА	—	—	1,7	4.0	5,5	20
$R_н$, Ом	6,5	6,5	4.0	4.0	4,0	4,0
$P_{вых}$, Вт	0,5	1,5	0,25	0.8	2.0	2,5
$K_г$, %, не более	0,3	1,0	1,0	1.0	1.0	2.0
$U_{вх}$, мВ	30	30	7,0	12,0	19,0	50
$R_{вх}$, кОм, не менее	-	—	25	25	25	50

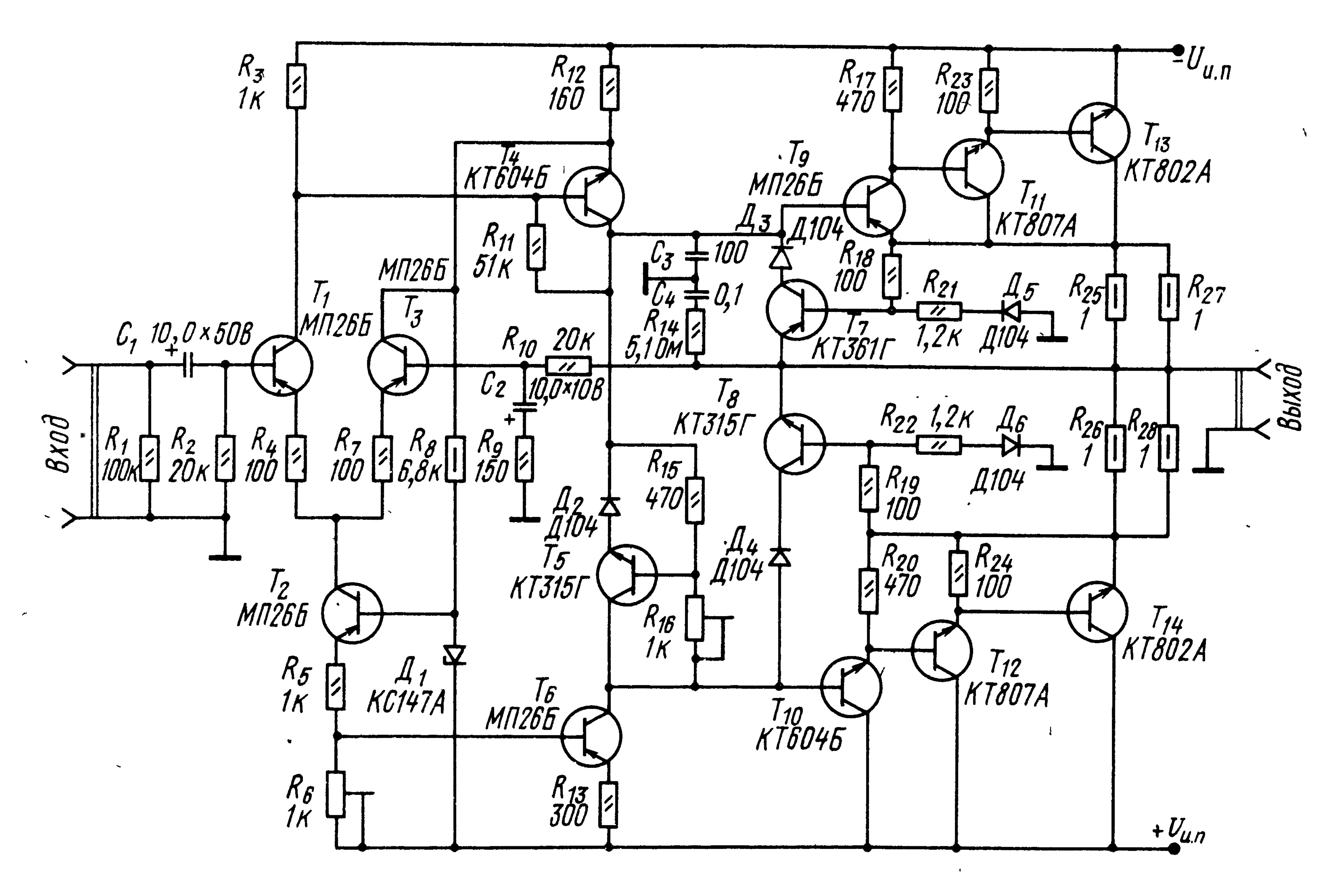


Рис. 4.30

В УЗЧ по схеме на рис. 4.28 применены выходные транзисторы средней мощности типа *p-n-p*, а фазоинвертирование осуществляется парой транзисторов различного типа проводимости.

Усилитель по схеме на рис. 4.29 не содержит дополнительных транзисторов, увеличивающих мощность. Цепь R_2C_5 создает так называемую вольтдобавку. Резистор R_3 определяет коэффициент усиления устройства, а конденсаторы C_3, C_4, C_7 обеспечивают устойчивость его работы.

Оконечный усилитель с выходной мощностью до 40 Вт может быть выполнен по схеме на рис. 4.30. В табл. 4.4 приведена зависимость выходной мощности усилителя от напряжения питания и сопротивления нагрузки.

Таблица 4.4

$U_{\text{и п}}$, В	±30		±25		±20		±15	
$R_{\text{н}}$, Ом	4	8	4	8	4	8	4	8
$P_{\text{вых}}$, Вт	—	40	—	28	30	15	16	8

При всех режимах работы усилителя нелинейные искажения не превышают 0,3%, диапазон воспроизводимых частот 20 Гц — 20 кГц, входное сопротивление не ниже 15 кОм, отношение сигнал/шум не менее 75 дБ.

4.3. ГОЛОВКИ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ

Основные характеристики

Полное электрическое сопротивление головки громкоговорителя $z_{\text{г}}$ — сопротивление переменному току, измеренное на зажимах головки. На основной частоте механического резонанса подвижной системы головки f_0 импеданс достигает значительной величины и с понижением частоты быстро падает до сопротивления звуковой катушки постоянному току. На верхних звуковых частотах $z_{\text{г}}$ постепенно растет из-за влияния индуктивности катушки. При увеличении демпфирования подвижной системы головки полное сопротивление на частоте f_0 уменьшается.

За номинальное значение $z_{\text{г}}$ принимают полное электрическое сопротивление на частоте 1 кГц или минимальное его значение в диапазоне частот выше частоты основного механического резонанса.

Номинальная мощность $P_{\text{ном}}$ — наибольшая подводимая к головке громкоговорителя электрическая мощность, при которой вносимые головкой нелинейные искажения не превышают определенного уровня.

Номинальную мощность головки громкоговори-

теля в ваттах выражает число в начале обозначения. Например, 1ГД-28 — головка громкоговорителя динамическая номинальной мощностью 1 Вт, модель 28.

Паспортная мощность — наибольшая неискаженная мощность усилителя, от которого головка громкоговорителя может длительное время удовлетворительно работать на реальном звуковом сигнале. Паспортная мощность обычно в 1,5—2 раза больше номинальной мощности.

Акустическая мощность — средняя во времени мощность сигнала, излучаемого головкой громкоговорителя.

Частотная характеристика — зависимость от частоты развиваемого головкой громкоговорителя звукового давления в некоторой фиксированной точке звукового поля (обычно эта точка лежит на акустической оси) при постоянной амплитуде напряжения сигнала на ее зажимах.

Вид частотной характеристики определяется условиями испытаний и частично выходным сопротивлением усилителя. Частотную характеристику головки громкоговорителя обычно снимают на открытом воздухе или в заглушенной камере. При измерениях головку устанавливают в стандартной акустический экран или в ее обычное акустическое оформление. На рис. 4.31,*а* указаны размеры стандартного акустического экрана, а на рис. 4.31,*б,в* показаны два способа крепления в нем головки громкоговорителя.

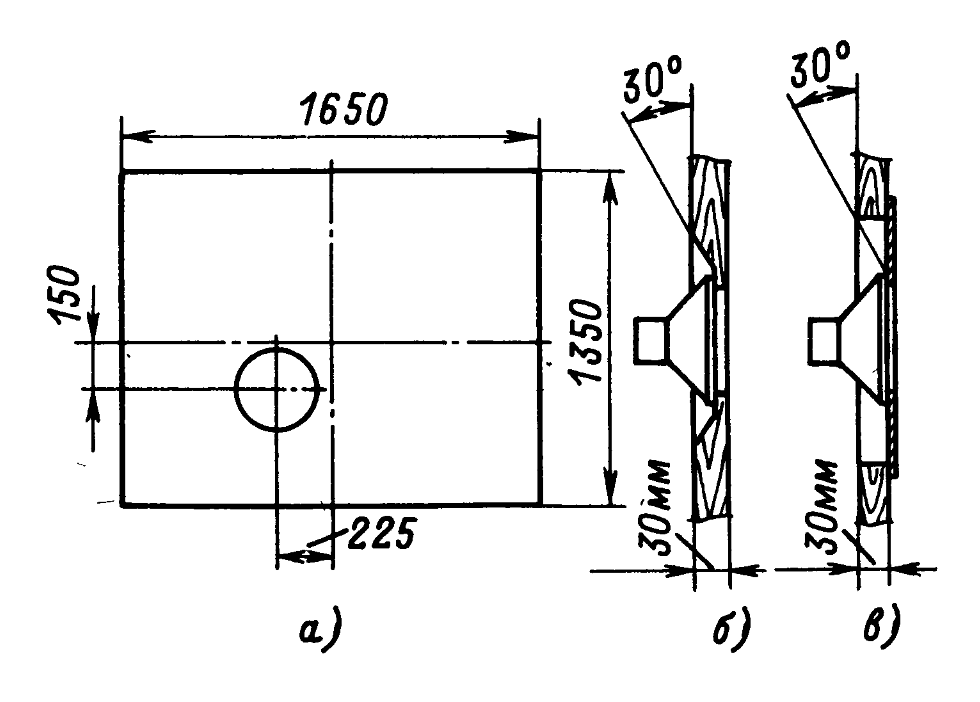


Рис. 4.31

Частотная характеристика головки в помещении весьма нерегулярна: неравномерность на отдельных частотах может достигать 25 дБ и более; форма частотной характеристики может меняться при перемещении головки и измерительного микрофона.

Слишком малое выходное сопротивление усилителя, используемого в испытаниях, может ослабить излучение звуков нижних частот, а слишком высокое обычно приводит к выделению узкой полосы частот вблизи f_0.

Номинальный диапазон частот — диапазон звуковых частот, в пределах которого неравномерность частотной характеристики головки, измеренной на ее акустической оси, не превышает заданного значения.

Стандартное звуковое давление $P_{ст}$ — звуковое давление, развиваемое головкой громкоговорителя в точке, лежащей на его акустической оси на расстоянии 1 м, определяемое при подведении к зажимам напряжения, соответствующего мощности 0,1 Вт при номинальном электрическом сопротивлении головки.

Среднее стандартное звуковое давление $P_{ст\ ср}$ — среднеарифметическое из значений стандартных звуковых давлений на частотах ряда 16, 20, 25, 32 Гц и т. д. через 1/3 октавы, которые входят в номинальный диапазон частот головки громкоговорителя.

Коэффициент нелинейных искажений — отношение действующего суммарного звукового давления на всех частотах, отличных от частоты подводимого к головкам громкоговорителя синусоидального напряжения, к действующему значению звукового давления, развиваемого головкой на всех частотах, включая частоту подводимого напряжения, выраженное в процентах.

Нелинейные искажения вызываются главным образом нелинейностью упругости подвесов подвижной системы головки и проявляются при относительно больших амплитудах ее колебаний. На средних и верхних звуковых частотах искажения этого рода незначительны, но быстро растут при понижении частоты.

Коэффициент нелинейных искажений, связанных с неоднородностью магнитного поля в рабочем зазоре, при малых амплитудах обычно не превышает 1%; при больших амплитудах он увеличивается.

Нелинейные искажения зависят от акустического оформления головки громкоговорителя. Например, если головка установлена в правильно рассчитанном фазоинверторе, то искажения, вызванные нелинейностью упругости подвесов, уменьшаются.

Если головка громкоговорителя воспроизводит одновременно звуки двух частот: f_1 и f_2 (причем f_1 — мало), то в результате нелинейных искажений (значительных на нижних частотах) возникает сложный модулированный звук, спектр которого содержит новые частоты $mf_2 \pm nf_1$ ($m = 0, 1, 2, ...$; $n = 0, 1, 2...$). Например, если $f_1 = 50$ и $f_2 = 5000$ Гц, то вследствие модуляции возникает спектр, содержащий частоты $5000 \pm n50$ Гц; эти частоты называют комбинационными.

Иногда искажения вследствие модуляции оценивают квадратным корнем из отношения энергии комбинационных частот к общей звуковой энергии. Эта величина прямо пропорциональна верхней частоте (в нашем примере 5 кГц) и на верхних частотах может достигать 10% и более. Искажения этого вида можно значительно уменьшить применением отдельных головок для воспроизведения нижних и верхних частот.

Демпфирование определяет точность воспроизведения головкой коротких звуков. Количественно демпфирование оценивают добротностью головки

$$Q = 2\pi f_0 M/R, \quad (4.9)$$

где M — сумма масс подвижной части громкого-

ворителя и соколеблющегося воздуха; R — сумма механического сопротивления в подвижной части, сопротивления излучения и приведенных к механической системе электрического сопротивления катушки головки и выходного сопротивления усилителя.

Добротность можно изменить введением поглощающего материала в футляр, в котором установлена головка, изменением выходного сопротивления усилителя или обоими способами. Выходное сопротивление усилителя может быть уменьшено до незначительной величины использованием отрицательной обратной связи по напряжению. Иногда для улучшения демпфирования применяют положительную обратную связь по току в комбинации с отрицательной обратной связью по напряжению.

Критическое демпфирование определяется значением $Q_{кр}$, при котором свободные колебания подвижной системы становятся апериодическими (для головки в акустическом экране $Q_{кр} = 0,5$). Дальнейшее увеличение демпфирования (уменьшение Q) незначительно сказывается на передаче коротких звуков, однако может существенно ослабить излучение нижних частот.

Типовые отечественные головки громкоговорителей

Головки громкоговорителей (динамические, прямого излучения) делят на следующие три основных вида, каждый из которых характеризуется номинальным диапазоном частот:

широкополосные — обеспечивающие воспроизведение полной полосы частот, соответствующей тому или иному классу радиолы, электрофона, магнитофона; нижняя частота рабочего диапазона широкополосных головок различных типов $f_н = 63 \div 315$ Гц, а верхняя $f_в = 5 \div 12,5$ кГц. Наиболее широким диапазоном частот обладают головки с номинальной мощностью 3—4 Вт, предназначенные для звуковоспроизводящих устройств I класса, а наиболее узким — головки малой номинальной мощности, используемые в переносной аппаратуре;

низкочастотные — с нижней частотой рабочего диапазона 40—60 Гц и верхней не более 5 кГц;

среднечастотные — с нижней частотой диапазона 200 Гц и верхней не более 5 кГц;

высокочастотные, обладающие рабочим диапазоном частот от 2—5 до 18—20 кГц.

Головки 0,25ГД-10, 0,5ГД-30, 0,5ГД-37, 1ГД-37 и 1ГД-39 (табл. 4.5) предназначены для переносных радиоприемников, телевизоров, магнитофонов и электрофонов с ограниченными полосой пропускания и выходной мощностью.

Головки широкополосные с малой неравномерностью частотной характеристики и верхней частотой диапазона 12,5 кГц и выше предназначены для стационарных радиоприемников, радиол, телевизоров, магнитофонов и электрофонов с широкой полосой пропускания.

Головки 4ГД-8Е и 6ГД-3, имеющие повышенную чувствительность и высокую механическую прочность, предназначены для автомобильных радиоприемников.

Таблица 4.5. **Данные головок громкоговорителей динамических прямого излучения**

Тип головки	Неравномерность частотной характеристики, дБ, не более	Номинальный диапазон		Частота резонанса f_0, Гц	Среднее стандартное звуковое давление, Па, не менее	Полное электрическое номинальное сопротивление, Ом	Размеры, мм
		$f_н$, Гц	$f_в$, кГц				
			Широкополосные				
0,25ГД-10	15	315	5,0	290±60	0,20	8,0	63×63×29,5
0,5ГД-30	15	125	10,0	125±50	0,30	16,0	125×80×47
0,5ГД-31	15	200	10,0	200±30	0,20	16,0	125×80×47
0,5ГД-37	15	315	7,1	300±50	0,30	8,0	80×80×37,5
1ГД-36-100	10	100	12,5	100±20	0,20	8,0	160×100×58
1ГД-36-140	10	140	12,5	140±20	0,20	8,0	160×100×58
1ГД-37-100	12	100	10,0	100±20	0,28	8,0	160×100×64
1ГД-37-140	12	140	10,0	140±20	0,28	8,0	160×100×64
1ГД-39	15	200	6,3	180±20	0,20	8,0	100×100×37
1ГД-40-100	12	100	10,0	100±20	0,27	8,0	160×100×45
1ГД-40-140	12	140	10,0	140±20	0,30	8,0	160×100×45
1ГД-40-180	12	180	10,0	180±20	0,30	8,0	160×100×45
1ГД-40Р-100	12	100	10,0	100±20	0,28	8,0	160×100×45
1ГД-40Р-140	12	140	10,0	140±20	0,28	8,0	160×100×45
1ГД-48	12	100	10,0	—	0,30	8,0	160×100×63
2ГД-22	15	100	10,0	100±20	0,20	12,5	82×280×77
2ГД-38	12	100	12,5	—	0,20	4,0	160×100×58
2ГД-40-100	12	100	12,5	—	0,28	4,0	160×100×47
2ГД-40-140	12	140	12,5	—	0,30	4,0	160×100×47
2ГД-32	12	80	12,5	—	0,30	4,0	200×125×77
3ГД-38Е	15	80	12,5	—	0,20	4,0	160×160×55
3ГД-40	—	80	12,5	—	0,20	4,0	160×100×58
4ГД-8Е	18	125	7,1	120±20	0,30	4,0	125×125×49
4ГД-35	10	63	12,5	65±10	0,30	4; 8,0	200×200×74
4ГД-36	10	68	12,5	65±10	0,20	4; 8,0	200×200×85
6ГД-3	12	100	10,0	85±15	0,40	4,0	240×160×87
10ГД-36	—	63	20,0	—	0,20	4,0	200×200×87

Продолжение табл. 4.5

Тип головки	Неравномерность частотной характеристики, дБ, не более	Номинальный диапазон		Частота резонанса f_0, Гц	Среднее стандартное звуковое давление, Па, не менее	Полное электрическое номинальное сопротивление, Ом	Размеры, мм
		$f_н$, Гц	$f_в$, кГц				
Низкочастотные							
6ГД-2	15	40	5,0	30±3	0,27	6,3	252×135
6ГД-6	15	63	5,0	80±8	0,10	4,0	125×80
8ГД-1	10	40	1,0	25±5	0,20	8,0	252×135
10ГД-30	15	63	5,0	32±8	0,15	8,0	140×126
10ГД-34	—	63	5,0	—	0,10	4,0	125×73
25ГД-26	—	40	5,0	—	0,12	4,0	200×125
30ГД-1	—	30	1,0	—	0,15	4; 80	250×151
Среднечастотные							
4ГД-6	10	200	5,0	160±30	0,2	8,0	80×80×38
15ГД-11	—	250	5,0	—	0,2	4; 8,0	125×125×75
Высокочастотные							
0,5ГД-36	16	1000	16,0	—	0,15	10	80×80×34,5
1ГД-3	10	5000	18,0	—	0,30	12,5	70×70×33
2ГД-36	15	2000	20,0	2500±500	0,20	8,0	80×50×35
3ГД-2	10	5000	18,0	4500±700	0,25	15,0	80×80×39
3ГД-31	15	3000	18,0	—	0,20	8,0	100×100×48
6ГД-11	—	3000	20,0	—	0,20	8,0	50×50×48
10ГД-35	—	5000	25,0	—	0,25	15,0	100×100×47
6ГД-13	12	3000	20,0	—	0,30	8,0	100×100×45
Разные, устаревших типов							
0,025ГД-2	18	1000	3,0	500±50	0,15	60,0	40×16
0,05ГД-1	18	700	2,5	600±100	0,15	60,0	40×8
0,5ГД-2	18	700	2,5	600±100	0,15	6,5	40×16
0,1ГД-3М	18	630	3,15	550±50	0,18	10,0	50×20
0,1ГД-6	18	450	3,15	400±50	0,23	10,0	60×27
0,1ГД-9	18	450	3,15	465±15	0,18	60,0	50×14
0,1ГД-12	18	450	3,15	430±50	0,20	10,0	60×27
0,25ГД-1	15	315	3,55	310±50	0,25	10,0	70×36
0,25ГД-2	15	315	7,0	330±70	0,27	10,0	70×34
0,5ГД-10	15	200	6,3	200±20	0,23	6,5	105×50
0,5ГД-12	15	200	6,3	200±20	0,23	6,5	105×35
0,5ГД-17	15	315	5,0	400±70	0,30	8,0	106×70×37
0,5ГД-20	15	315	5,0	300±50	0,30	8,0	80×34
0,5ГД-21	15	315	7,0	300±50	0,30	8,0	80×37
1ГД-4	12	100	10,0	120±20	0,30	8,0	150×100×58
1ГД-3	12	5000	16,0	4500±1000	0,30	12,5	70×27
1ГД-5	15	125	7,1	120±20	0,20	6,5	126×54
1ГД-18	15	100	10,0	100±20	0,18	6,5	156×98×48
1ГД-19	15	100	10,0	100±20	0,20	6,5	156×98×41
1ГД-28	15	100	10,0	100±20	0,20	6,5	156×98×41
2ГД-19М	15	100	10,0	100±15	0,20	4,5	152×52
2ГД-28	15	100	10,0	80±15	0,20	4,5	152×52
2ГД-35	15	80	12,5	70±15	0,20	4,5	152×52
3ГД-1	10	100	5,0	120±20	0,30	8,0	150×54
3ГД-28	18	80	8,0	80±10	0,25	4,5	204×134×55
4ГД-4	10	63	12,5	45±10	0,30	8,0	202×76
4ГД-5	10	63	5,0	45±10	0,30	8,0	202×76
4ГД-7	10	63	12,5	63±10	0,30	4,5	202×76
4ГД-9	18	100	8,0	120±20	0,25	4,5	204×134×54
4ГД-28	15	63	12,5	63±10	0,20	4,5	202×71
6ГД-3Т	12	100	10,0	85±15	0,40	4,0	240×160×85

Примечание. В графе «Размеры» для головок с круглыми диафрагмами указаны диаметр и высота, а для головок эллиптической формы — размеры большой оси, малой оси эллипса и высота.

Головки низкочастотные, среднечастотные и высокочастотные предназначены для использования в многополосных акустических системах высшего класса, причем головки 6ГД6, 10ГД-30, 10ГД-34, 3ГД-31 — специально для малогабаритных выносных акустических систем.

Малогабаритные акустические системы заводского производства

Серийно выпускаются выносные громкоговорители («акустические системы») (табл. 4.6),

Таблица 4.6. **Основные параметры выносных акустических систем**

Система	Параметры							
	Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц	Номинальная мощность, Вт	Паспортная мощность, Вт	Среднее стандартное звуковое давление, Па	Полное электрическое сопротивление, Ом	Головка динамическая	Габариты, мм	Масса, кг
3АС-3	125—10 000	3	4	0,2	4	3ГД-38	210×280×150	4,5
4АС-2	125—16 000	4	8	0,2	4	4ГД-43, 3ГД-31	173×272×100	2,5
6АС-2	63—18 000	6	20	0,1	4	10ГД-34, 3ГД-31	170×165×300	4
6МАС-4	63—20 000	6	20	0,1	4	10ГД-34, 3ГД-31	270×160×190	4
8АС-2	40—18 000	8	16	0,1	4	8ГД-1, 4ГД-6, 3ГД-2	620×360×270	20
8АС-3	100—10 000	8	15	0,2	2	2×4ГД×35	470×270×170	5
10МАС-1М	63—18 000	10	20	0,15	8	10ГД-30, 3ГД-31	428×270×230	8,5
6АСШ-2	100—12 500	6	12	0,09	4	6ГД-6, 6ГД-11	∅190	2,6
15АС-1	63—20 000	15	25	0,11	4	2×6ГД-6, 3ГД-31	440×240×160	7
20АС-1	63—18 000	20	30	0,25	16	4×4ГД-43 2×3ГД-31	313×250×440	10
20АС 2	40—18 000	20	40	0,15	16	2×10ГД-30 4×3ГД-31	630×340×235	30
25АС-2	40—20 000	25	35	0,11	4	25ГД-26, 6ГД-6, 3ГД-31	480×285×250	12
35АС-1	30—20 000	35	70	0,1	4	30ГД-1, 15ГД-11 10ГД-35	710×360×282	27

Примечание. Неравномерность частотной характеристики в номинальном диапазоне частот системы 6АС-2-20, 6АСШ-2, 10МАС-1М и 15АС-1-15, остальных — 18 дБ

которые могут использоваться в комплекте с бытовой аппаратурой для высококачественного воспроизведения стереофонических и монофонических звуковых программ.

Простейшие измерения параметров головок громкоговорителей

Полное электрическое сопротивление головки обычно измеряют по схеме на рис. 4.32 при постоянстве амплитуды тока. Сопротивление балластного резистора R_1 должно не менее чем в 20 раз превышать сумму ориентировочного

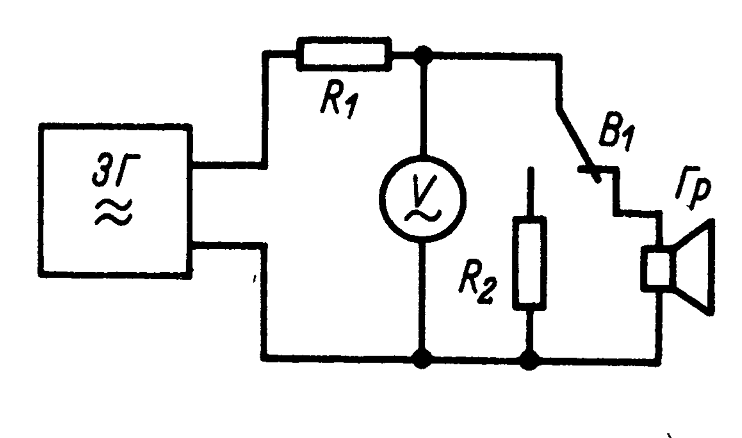


Рис. 4.32

максимального полного электрического сопротивления громкоговорителя и выходного сопротивления звукового генератора *ЗГ*. Сопротивление образцового резистора R_2 должно быть известно и иметь один порядок с предполагаемым сопротивлением головки. Напряжение, подаваемое на головку, должно быть не более напряжения, соответствующего 0,1 $P_{ном}$ на частоте 1 кГц.

Измерив вольтметром V падение напряжения на резисторе R_2 и на зажимах головки, по закону Ома можно определить полное электрическое сопротивление головки.

Полная масса подвижной системы $M_г$. Частоту механического резонанса головки f_0 определяют по максимуму его полного электрического сопротивления на нижних частотах. Затем к диффузору головки прикрепляют известную массу m и находят новую резонансную частоту $f_{0,1}$, тогда

$$M_г = mf_{0,1}^2/(f_0^2 - f_{0,1}^2). \tag{4.10}$$

Гибкость подвесов

$$C_г = 1/[(2\pi f_г)^2 M_г]. \tag{4.11}$$

Добротность полной механической цепи головки

$$Q = \frac{f_п}{2\Delta f} \frac{R_{вых} + R_к}{R - R_к}, \tag{4.12}$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя; $R_к$ — сопротивление катушки громкоговорителя постоянному току; R — полное электрическое сопротивление громкоговорителя на частоте f_0; $2\Delta f$ — ширина резонансного пика полного сопротивления на уровне — 3 дБ (0,707) по отношению к R.

4.4. РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Общие положения

Акустическим оформлением головки (излучающей системы, состоящей из группы головок) называют конструкцию (футляр, ящик), в которой головка устанавливается. Для монофонической радиолы, магнитофона, телевизора акустическое оформление головки в большинстве случаев выполняется в виде футляра, в котором смонтированы остальные блоки и конструктивные узлы аппаратуры. Применяют также выносное акустическое оформление головок, особенно в стереофонических устройствах. При этом головки помещают в отдельных от остальных частей аппаратуры футлярах или на акустических экранах, имеющих вид деревянных щитов.

Важнейшей задачей акустического оформления является защита передней стороны диффузора головки от звуковых волн, излучаемых его задней стороной. От эффективности этой защиты в большой степени зависит нижняя граница рабочего диапазона частот звуковоспроизводящего устройства.

Головки громкоговорителей в РВ приемниках и радиолах. В переносном приемнике используется обычно динамическая головка с большим стандартным звуковым давлением. Из-за небольших размеров такая головка не может эффективно излучать звуки наиболее низких частот.

Частотная характеристика коэффициента передачи усилителя переносного приемника, как правило, должна иметь некоторый подъем на верхних частотах и резкий спад после 3—4 кГц для увеличения акустического отношения сигнал/шум.

В стационарном РВ приемнике или радиоле головка размещается в ящике с картонной, перфорированной, т. е. по существу открытой, задней крышкой вместе с приемно-усилительной частью. Обострение характеристики направленности головки на верхних частотах приводит к уменьшению в звуковом поле перед громкоговорителем доли отраженных от поверхностей помещения звуковых волн и часто неприятно для слуха. Поэтому в РВ приемниках классов I и высшего кроме двух основных головок, расположенных на фронтальной стенке ящика и излучающих звуки нижних и средних частот, часто имеются две или более ВЧ головок, ориентированных под разными углами. Это приводит к расширению характеристики направленности на верхних частотах и к увеличению доли отраженной звуковой энергии, что часто связывают с понятием «объемное звучание».

Головки громкоговорителей в телевизорах. В ТВ приемнике большую часть фронтальной панели занимает экран кинескопов, поэтому головки часто располагают на боковых поверхностях ящика, что ухудшает качество звуковоспроизведения. В ТВ приемниках класса I применяют систему из двух головок — низкочастотной, устанавливаемой на боковой поверхности ящика, и эллиптической высокочастотной, размещенной на фронтальной панели рядом с экраном. В ТВ приемниках, имеющих кинескопы с большим углом отклонения, головки устанавливают обычно на фронтальной панели, так как боковое их расположение приводит к повышению воздействия полей рассеяния магнитных систем головок на качество изображения.

Расчет акустического экрана

Разделение излучений передней и задней сторон диффузора головки требует размещения его в очень большом экране. Подобный же эффект получается, когда задняя сторона диффузора излучает звук в большой, хорошо задемпфированный поглощающим материалом объем.

Частотная характеристика головки в большом экране в нижней части его рабочего диапазона горизонтальна вплоть до f_0, если $Q = 1$. При критическом демпфировании ($Q = 0{,}5$) уровень акустической мощности головки на частоте $f_г$ падает на 3 дБ. При $Q > 1$ частотная характеристика головки имеет подъем на частоте резонанса или несколько выше.

При реальных размерах акустического экрана наименьшая сторона при заданной нижней граничной частоте $f_{нэ}$ [Гц] должна иметь размер d [м], определяемый по формуле

$$d = (60 \div 170)/f_{нэ}. \qquad (4.13)$$

Так, например, для выполнения наиболее строгих требований, если принять в числителе коэффициент 170, при частоте $f_{нэ} = 80$ Гц необходимо иметь $d \geqslant 2{,}1$ м. На частотах ниже $f_{нэ}$ головка ведет себя как излучатель без акустического оформления (на его работу экран практически не влияет), демпфирование головки мало и нелинейные искажения велики.

Вместе с тем излучаемые задней стороной диффузора звуковые колебания с более высокими частотами отражаются от потолка, стен и интерферируют с волнами, излучаемыми передней стороной. Это существенно увеличивает неравномерность звукового поля.

Простейшему акустическому экрану трудно придать вид, достаточно совершенный с эстетической точки зрения. Целесообразно монтировать головку на экране, имеющем форму треугольника, расположенного в вершине телесного угла, образуемого двумя стенами и потолком (на рис. 4.33 цифрой *1* обозначено отверстие для основной головки, а цифрой *2* — для высокочастотной). При этом излучение составляющих нижних частот концентрируется в наименьшем телесном углу 90°, но обостряется характеристика направленности на верхних звуковых частотах.

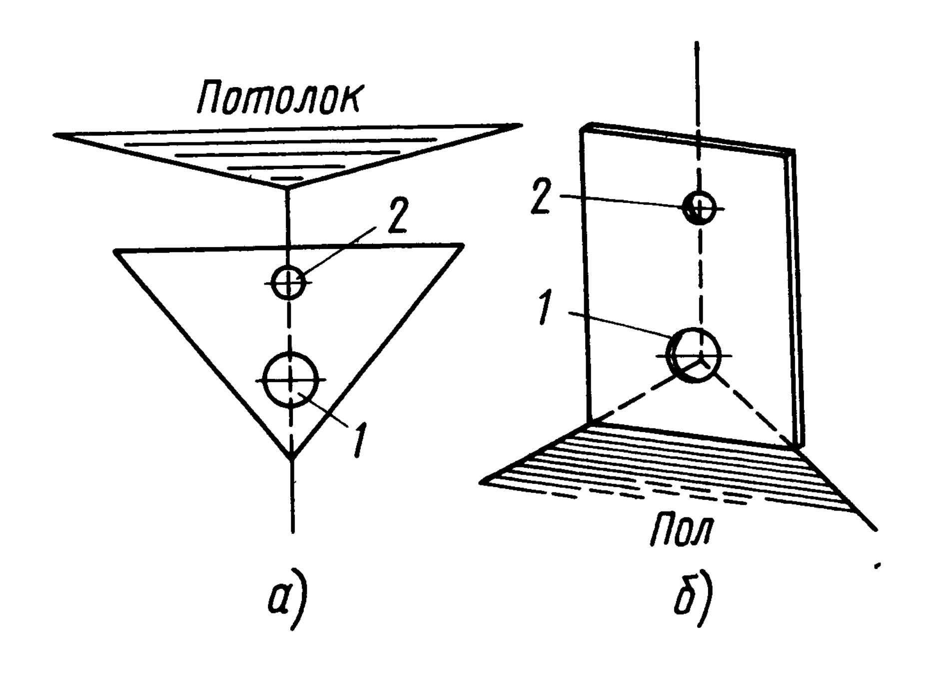


Рис. 4.33

Поэтому если нет возможности улучшить распределение звуковой энергии применением дополнительной ВЧ головки, следует ориентировать головку на сравнительно небольшую зону слушания, ограниченную углом 15° от оси головки, или не ориентировать его на слушателей, компенсируя ослабление верхних частот коррекцией АЧХ усилителя.

Другое выгодное положение головки — на прямоугольном экране в вершине двугранного угла, образованного двумя стенами комнаты (рис. 4.33, *б*). Расстояние от центра головки до верхнего края экрана рассчитывают по формуле (4.13). Качество звуковоспроизведения может быть улучшено мебелью, тяжелыми занавесами, коврами. Слушатели должны размещаться не ближе 1,5 м от громкоговорителя; для двух- и трехполосной системы это расстояние увеличивается.

Расчет футляра без задней стенки

Этот тип акустического оформления трактуется как неплоский экран, фронтальные размеры которого уменьшены введением боковых сторон. Основная частота резонанса такого футляра-ящика

$$f_я = 170/(l + \sqrt{S}),$$

где l — глубина ящика, м; S — площадь отверстия, м^2. Увеличение акустической мощности на основной частоте резонанса на 3—6 дБ при сравнительно плоских и на 6—10 дБ при глубоких футлярах придает излучаемому звуку неестественный тембр. Если $f_я = f_0$, то увеличение акустической мощности на нижних частотах наиболее значительно. Целесообразно использовать головку с частотой резонанса ниже частоты резонанса ящика; наиболее часто встречается соотношение $f_0/f_я = 0,5 \div 0,7$.

Футляр без задней крышки как акустическое оформление в высококачественных бытовых системах воспроизведения в настоящее время не используют. Если же нет выбора, то футляр должен быть возможно более плоским; его следует располагать не ближе 20 см от стены, которую рекомендуется завесить тяжелым ковром.

Если громкоговоритель должен быть размещен на одной из стен помещения, то желательно — на короткой, ближе к ее середине.

Расчет закрытого футляра

Установка головки в закрытом футляре достаточно большого объема позволяет получить удовлетворительное воспроизведение составляющих нижних частот, т. к. передняя сторона диффузора полностью защищена от излучения задней стороны. Это приводит к более медленному снижению акустической мощности на нижних частотах, чем при установке головки в акустическом экране конечных размеров.

Частоту резонанса головки, установленной в закрытом футляре средних размеров $f_р$, при условии, что головка занимает менее трети площади стенки, на которой она укреплена, определяют в следующем порядке:

определяют гибкость подвеса подвижной системы головки $C_г$ (см. с. 203);

вычисляют гибкость объема воздуха в футляре по формуле $C_в = 2,5 \cdot 10^{-5} V/d_г^4$, где V — объем воздуха в футляре, м^3, равный его внутреннему объему за вычетом объема головки, который в первом приближении равен $0,4\,d^4$ (d — диаметр диффузора, м);

по отношению $C_г/C_в$ с помощью графика рис. 4.34 определяют отношение $f_р/f_0$, обеспечиваемое футляром данного объема V. Частоту

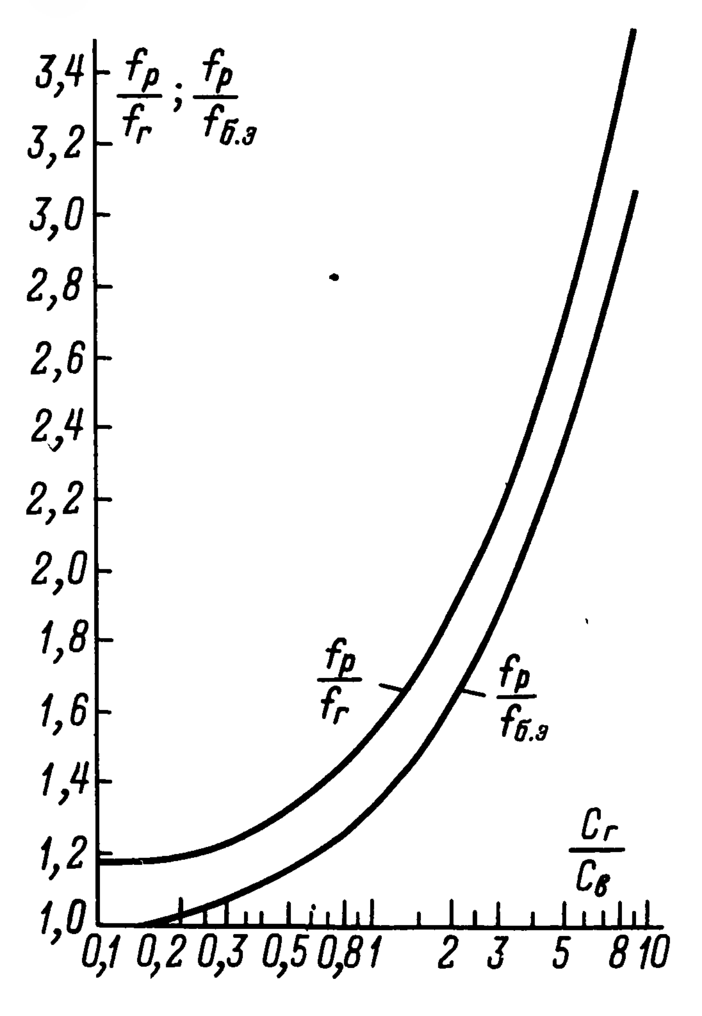


Рис. 4.34

механического резонанса головки в акустическом экране можно взять из табл. 4.5 или измерить, как указано на с. 203.

Если нужно с имеющейся головкой получить акустическую систему в виде закрытого футляра с резонансной частотой $f_р$, то требуемый объем футляра определяют в следующем порядке: берут резонансную частоту головки f_0 в акустическом экране из табл. 4.4 (или измеряют ее, как

указано на с. 203); определяют гибкость подвесов подвижной системы головки $C_г$; задавшись желаемым отношением $f_р/f_0$, определяют по графику на рис. 4.34 соответствующее ему отношение $C_г/C_в$ и находят требуемую гибкость объема воздуха $C_в$ в закрытом футляре; вычисляют требуемый объем воздуха внутри футляра [м³] по формуле

$$V = 0{,}4 \cdot 10^5 C_в d_г^4.$$

Полный внутренний объем футляра получают, добавив к вычисленному значению V объем головки.

Если значение f_0 неизвестно или его определить в акустическом экране достаточно большого размера затруднительно, то можно измерить частоту механического резонанса головки $f_{б.э}$ без экрана и при расчете пользоваться кривой $f_р/f_{б.э}$ на рис. 4.34.

Приведенный расчет справедлив лишь для частот $f < 40/l$ (l — глубина футляра в метрах). В связи с этим заднюю сторону диффузора головки в закрытом футляре нужно защищать от отраженных внутренними стенками звуковых волн, соответствующих более высоким частотам, покрытием этих стенок звукопоглощающим материалом.

Габариты закрытого футляра можно уменьшить, заполнив его стекловатой или другим подобным материалом. Такое заполнение равносильно увеличению объема футляра на 40%.

Если полученная расчетом частота $f_р$ достаточно низка, то головка должна иметь $Q \approx 1$. Если же частота $f_р$ недопустимо высока, то хорошие результаты получаются при снижении добротности до значения $Q \approx 0{,}1$; при этом необходим подъем нижних частот в усилителе примерно на 6 дБ/октава, начиная с частоты $f = 260/d_г$.

Расчет фазоинвертора

Фазоинвертор представляет собой футляр *1* (рис. 4.35) с дополнительным отверстием *3*, расположенным на той же стенке, где укреплена головка *2*, имеющая площадь, как правило, равную площади диффузора. Задавшись глубиной фазоинверсного отверстия и отношением его сторон, вычислив эффективную площадь диффузора (определяющую площадь отверстия) и приняв резонансную частоту фазоинвертора $f_ф = f_0$, можно определить требуемый объем футляра по номограмме на рис. 4.36.

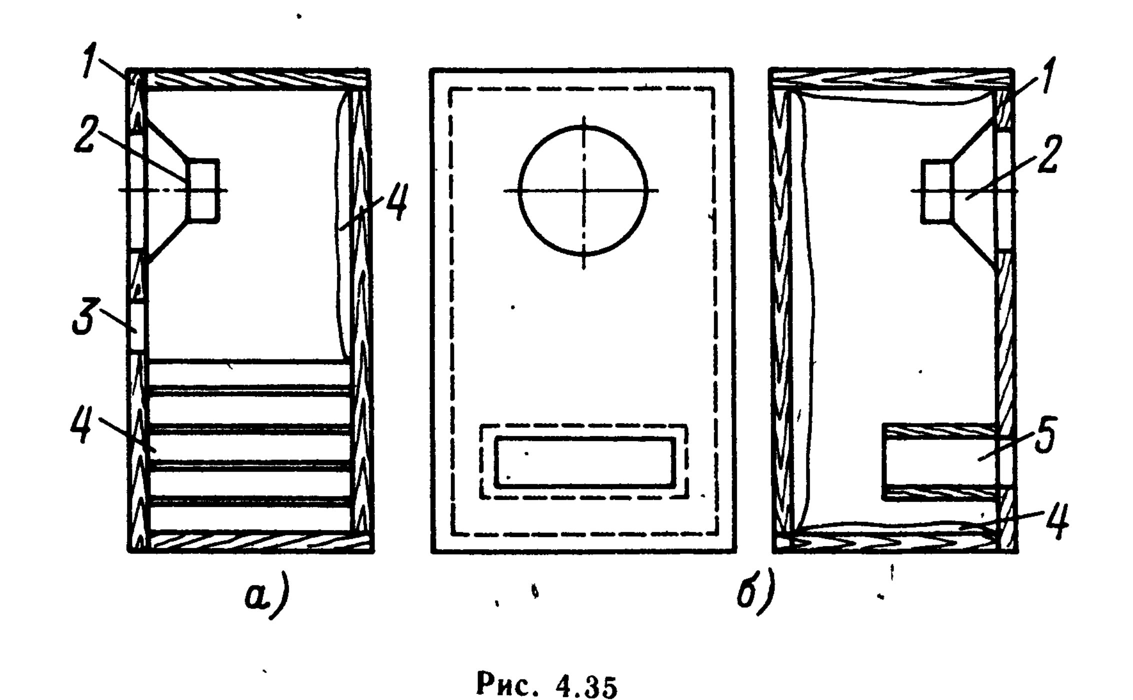


Рис. 4.35

Рис. 4.36

Глубина фазоинверсного отверстия может быть равной толщине стенки футляра (рис. 4.35,*а*), но может быть приблизительно равной и $30/f_ф$ при использовании туннеля *5* (рис. 4.35,*б*). Значительная длина туннеля позволяет применить маленький ящик, однако расстояние от конца туннеля до задней стенки ящика не должно быть менее $d_г/2$.

На частоте $f_ф$ фазоинвертор улучшает согласование головки с воздушной нагрузкой. Хотя акустическая мощность, отдаваемая передней стороной диффузора, уменьшается на этой частоте, общая акустическая мощность может возрасти значительно. Вместе с тем существенно уменьшаются нелинейные искажения и увеличивается номинальная мощность громкоговорителя вследствие уменьшения амплитуды смещения диффузора. На частотах ниже $f_ф$ реакция гибкости воздушного объема увеличивается и образует жесткую связь между массой воздуха в отверстии и массой подвижной системы головки. Таким образом, масса воздуха прибавляется к массе подвижной системы и вместе с гибкостью подвесов образует механический контур с резонансной частотой $f_1 < f_ф$. Когда диффузор на этой частоте смещается вперед, воздух в отверстии движется назад (и наоборот) и эффективность излучения при этом ничтожна. На частотах выше $f_ф$ сопротивление массы воздуха в отверстии становится высоким и фазоинвертор можно рассматривать как полностью закрытый футляр. Жесткость воздушного объема прибавляется к жесткости подвесов и вместе с массой подвижной системы образует контур с резонансной частотой $f_2 > f_ф$. Излучение фазоинверсным отверстием на частоте f_2 весьма мало.

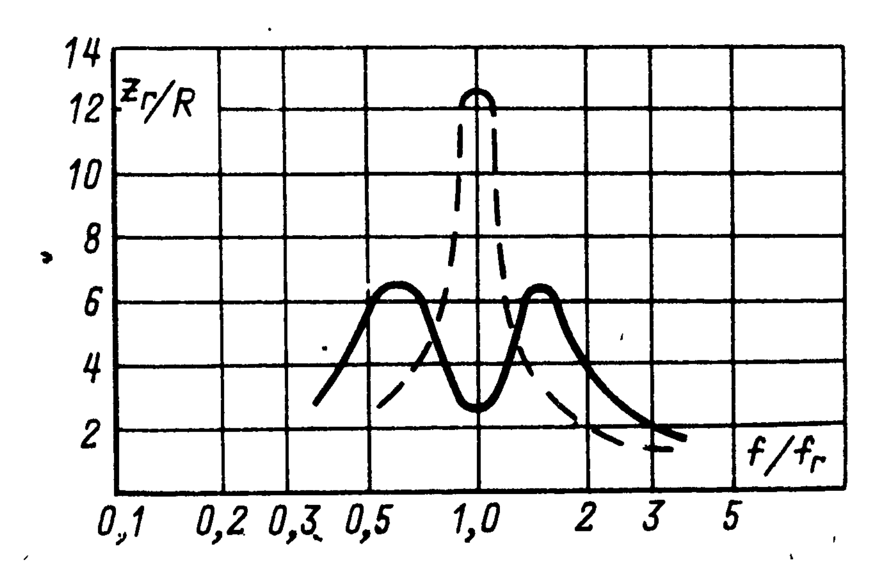


Рис. 4.37

Полное электрическое сопротивление головки $z_г$ в фазоинверторе имеет обычно два максимума (сплошная кривая на рис. 4.37) на частотах f_1 и f_2, расположенных по обе стороны от частоты резонанса головки в плоском акустическом экране $f_г$ (штриховая линия на рис. 4.37, где R — сопротивление катушки головки постоянному току).

Пики полного сопротивления головки в фазоинверторе существенно ниже пика полного сопротивления головки в акустическом экране, однако соответствующие им значения Q_1 и Q_2 выше добротности головки в экране. Этот недостаток наиболее значительно проявляется на частоте f_1, так как увеличение скорости движения диффузора приводит к увеличению нелинейных искажений, заметности которых способствует отсутствие полезного излучения на этой частоте. С этим явлением можно бороться ограничением выходной мощности усилителя на частотах, близких к f_1.

Если желательно, чтобы частотная характеристика звукового давления головки в фазоинверторе была горизонтальна в нижней части рабочего диапазона частот, начиная от f_0, то необходимо выполнить условие $Q_г = 0{,}6$.

При увеличении $Q_г$ значение Q_2 возрастает, а $Q_ф$ уменьшается, и это вызывает неравномерность частотной характеристики. Если уменьшить $Q_г$ нет возможности, то необходимо хотя бы подавить пик частотной характеристики на частоте f_2, возникающей при $Q_г > 0{,}6$. Это достигается введением в футляр звукопоглощающего материала *4* (см. рис. 4.35). Иногда заполняют стекловатой весь объем, в этом случае полученную расчетом по номограмме на рис. 4.36 площадь фазоинверсного отверстия следует увеличить в 2,5 раза. Введение в фазоинвертор большого количества звукопоглощающего материала приводит к ослаблению излучения на нижних частотах; при желании продлить характеристику в сторону этих частот (хотя бы до f_0) следует обеспечить подъем составляющих нижних частот в усилителе.

Фазоинвертор настраивают изменением площади отверстия (например, пластиной, укрепленной так, чтобы ее поворот изменял площадь отверстия) или глубины туннеля. Необходимо стремиться к тому, чтобы частотный интервал, разделяющий резонансные пики полного сопротивления, не отличался значительно от октавы, чтобы амплитуды пиков были равны, а дополнительные пики, вызванные возникновением стоячих волн в футляре, ликвидировались путем добавления демпфирующего материала.

Преимущество фазоинвертора в сравнении с закрытым футляром такого же объема состоит в увеличении акустической мощности приблизительно на 5 дБ в диапазоне от одной до двух октав и в уменьшении нелинейных искажений в диапазоне частот $f_ф$ — $2f_ф$ при той же акустической мощности.

Недостатком фазоинвертора являются более быстрое уменьшение акустической мощности на частотах ниже $f_ф$, чем в закрытом ящике, и необходимость настройки.

Конструирование футляров

На одной или нескольких частотах звукового диапазона возможен резонанс стенок футляра, приводящий к неприятному изменению тембра звуковоспроизведения. Это проявляется наиболее сильно в частично или полностью закрытых футлярах. Уменьшить вибрации стенок можно, применяя материалы с большой плотностью, например фанеру толщиной не менее 20 мм. Хороший результат дает сухой речной песок, засыпаемый между двумя тонкими фанерными листами. Стенки футляра, в особенности задняя и частично передняя, должны быть усилены

деревянными брусками. Возможно использование древесно-стружечных плит.

Демпфирование стенок футляра. Внутренние поверхности футляра *1* (рис. 4.38) должны быть покрыты слоем звукопоглощающего материала *6* толщиной не менее 10 мм (или одна из пар параллельных поверхностей слоем двойной толщины). Однако стоячие волны на относительно нижних частотах при этом не устраняются.

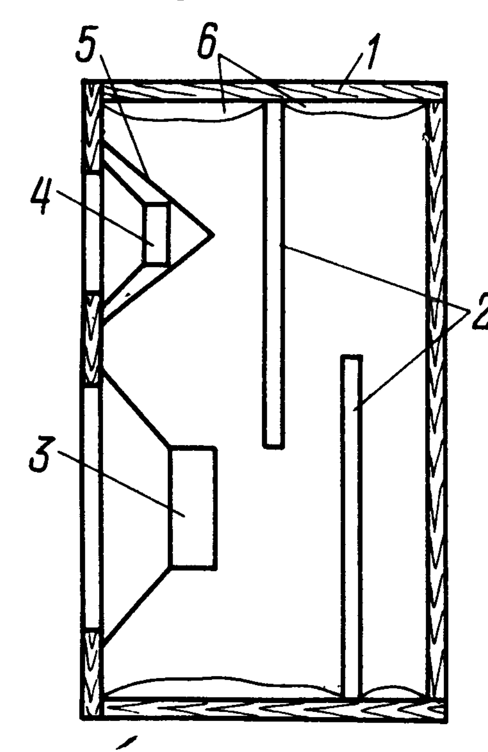


Рис. 4.38

Лучший результат дает разделение объема футляра одной или несколькими звукопоглощающими перегородками *2*, например, из войлока толщиной 5—10 мм. Секции ящика, которые отделены от головки одной или несколькими перегородками, в этом случае требуют слабой акустической обработки. Высокочастотная головка *4* должна быть защищена от излучения задней стороны диффузора НЧ головки несколькими слоями звукопоглощающего материала или металлическим колпаком *5*. Низкочастотная головка *3* размещается внизу футляра.

Размещение головки. Отверстие, в котором размещается головка, ведет себя как труба, длина которой равна толщине стены или доски. Резонансы и антирезонансы этой трубы, а также отражения от краев отверстия являются причиной неравномерности частотной характеристики, поэтому рекомендуется скашивание краев отверстия или установка головки в более тонком экране, который размещают в стене или в экране нормальной толщины.

Форма футляра. На нижних частотах головка излучает сферические волны, и ребра футляра, особенно те, которые составляет фронтальная стенка, образуют препятствия на пути звуковых волн. Это вызывает искривление фронта волны (дифракцию) и вторичное излучение от ребер, что приводит к возникновению интерференционных явлений, вызывая появление на частотной характеристике пиков и провалов до ±5 дБ. С точки зрения борьбы со вторичным излучением идеальная форма футляра — сфера, худшая — куб с головкой в центре одной из сторон. Прямоугольный параллелепипед с головкой, размещенной ближе к одной из коротких сторон, предпочтительнее куба. Однако лучшее приближение к идеалу дает прямоугольная усеченная

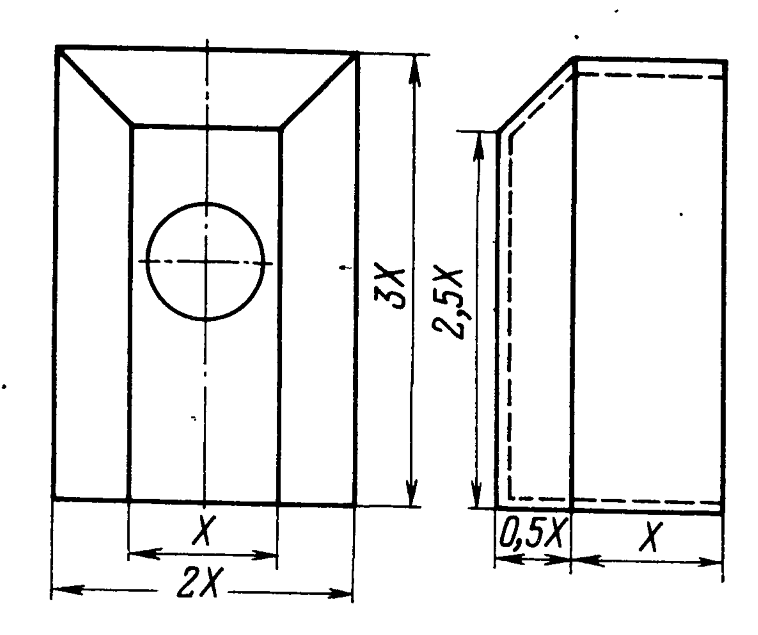


Рис. 4.39

пирамида, поставленная на прямоугольный параллелепипед (рис. 4.39). При любой форме желательно, чтобы футляр имел различные линейные размеры: ни один из них не должен быть много больше или много меньше других; наибольший размер футляра не должен превышать 1/4 длины волны нижней частоты рабочего диапазона.

Декоративная ткань не должна вызывать значительных потерь акустической мощности. Наиболее пригодна ткань из жестких, крепких (хлопчатобумажных или пластиковых) свободно переплетенных нитей. Применение тканей из мягких и пушистых нитей нежелательно.

Соединение в группы и фазирование головок

Групповое соединение образуют несколько одинаковых головок, размещенных близко одна к другой в одном акустическом экране. Группа головок имеет большую площадь излучения на нижних частотах (что потребовало бы при использовании одной головки значительного увеличения размеров и массы подвижной системы); вместе с тем сохраняются преимущества отдельной головки со сравнительно легкой подвижной системой с точки зрения переходного режима и воспроизведения верхних частот.

Сопротивление излучения каждой головки группы возрастает на нижних частотах в n раз (n — число головок в группе). Это позволило бы получить значительный выигрыш в акустической мощности, если бы одновременно не увеличивалась в $\sqrt{n}$ раз масса соколеблющегося воздуха. В результате при $n = 2 \div 4$ акустическая мощность увеличивается значительно, но все же не в n раз (при той же подводимой электрической мощности), а дальнейшее возрастание n выигрыша почти не дает. Увеличение массы соколеблющегося воздуха понижает частоты резонанса каждой головки группы и, следовательно, расширяет рабочий диапазон частот, особенно значительно при большом n.

Наилучшее соединение головок в группу — параллельное; тогда Q системы не будет отличаться от $Q_г$. Если необходимо, чтобы сопротивление группы было равно сопротивлению одной головки,

то с точки зрения лучшего Q группы лучше применить последовательно-параллельное соединение головок (число которых должно быть равно n^2, где $n = 1, 2, 3, ...$). При любом соединении головок в группу они должны быть правильно сфазированы: при подключении источника постоянного тока (например, низковольтной батареи) к входным зажимам диффузоры всех головок должны смещаться в одном направлении. Изменение направления смещения диффузора головки производится изменением порядка включения его входных концов.

Если размещение группы головок в закрытом футляре почему-либо затруднено — требуемый объем футляра по расчету получается чрезмерно большим, то головки можно разместить в малом акустическом экране или футляре меньшего объема, заполненном поглощающим материалом, компенсируя ослабление излучения головок на нижних частотах соответствующей коррекцией АЧХ усилителя.

К недостаткам группового соединения относится значительная неравномерность частотной характеристики и характеристики направленности на верхних частотах.

Двух- и трехполосные акустические системы

Выбор головки громкоговорителей. Звуковоспроизведение по классу I обычно можно получить, применяя головку с номинальным диапазоном частот 63 Гц — 12 кГц либо разделяя полный диапазон частот, соответствующий этому классу, на две полосы. Для обеспечения звуковоспроизведения по классу «высший» иногда разделяют полный диапазон на три полосы.

Номинальный диапазон частот головки, предназначаемой для воспроизведения той или иной полосы, должен быть шире этой полосы на две октавы при использовании фильтров с крутизной 6 дБ/октава и на одну октаву при использовании фильтров с крутизной 12 дБ/октава. Частоту разделения двухполосной системы выбирают обычно от 400 до 1200 Гц. В трехполосной системе низкочастотное звено может работать до 300—600 Гц, среднечастотное — до 2—5 кГц.

Вблизи частоты разделения могут возникнуть значительные искажения, вызванные совместной работой головок. Если расстояния от каждой из головок до слушателя не равны, то частотная характеристика системы может иметь значительную неравномерность, определяемую фазовыми соотношениями приходящих сигналов.

Разделительные фильтры. Наиболее простое подключение ВЧ головки — через конденсатор, защищающий головку от перегрузки на нижних частотах. Такое включение применяется, когда основная головка имеет недостаточно широкий частотный диапазон. Емкость конденсатора рассчитывается по формуле

$$C = 160 \cdot 10^3/(f_р r_р),$$

где $f_р$ — частота разделения, Гц; $r_р$ — полное сопротивление головки на частоте $f_р$, Ом.

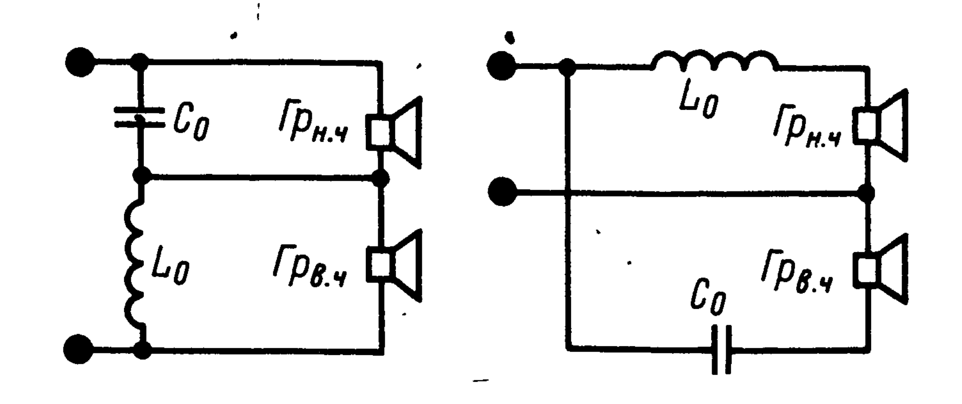


Рис. 4.40

Фильтр должен быть построен так, чтобы каждая головка работала лишь в той области частот, на которую она рассчитана. Потери в фильтре в полосе пропускания должны быть минимальными.

Индуктивности и емкости фильтра при различной крутизне среза, которая определяется как изменение затухания при изменении частоты на одну октаву, вычисляют по следующим формулам. Для крутизны спада 6 дБ/октава (фильтр по схеме на рис. 4.40)

$$L_0 = 160 r_р/f_р,\ C_0 = 160 \cdot 10^3/f_р r_р;$$

для крутизны спада 12 дБ/октава (фильтр по схеме на рис. 4.41)

$$L_1 = 131 r_р/f_р,\ L_2 = 225 r_р/f_р,\ C_1 = 225 \times 10^3/f_р r_р;\ C_2 = 113 \cdot 10^3/f_р r_р.$$

В этих формулах индуктивности выражаются в миллигенри, емкости — в микрофарадах. На основе расчета выбирают конденсаторы с ближайшими номинальными стандартными емкостями. Для получения требуемой емкости возможно параллельное соединение нескольких конденсаторов. Если емкость конденсатора отличается от полученной расчетом, частота разделения будет отличаться от заданной.

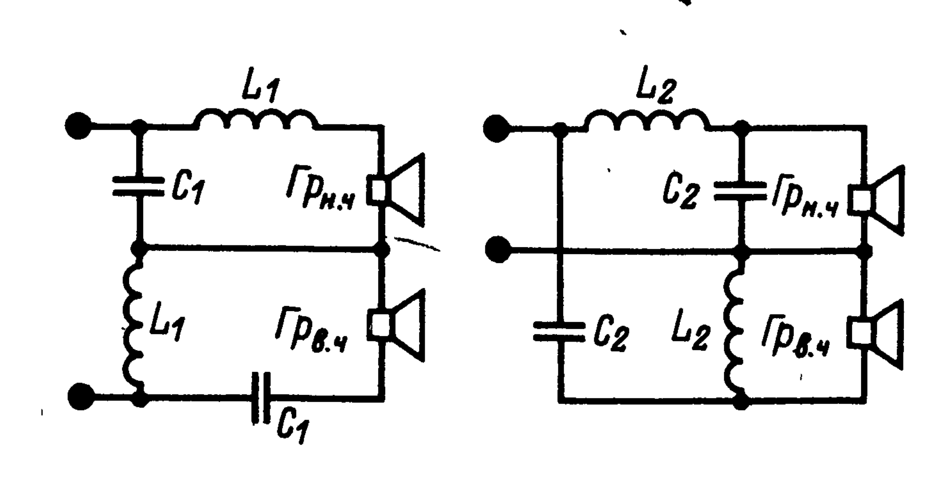


Рис. 4.41

Если для фильтра нужны конденсаторы с емкостью порядка десятков микрофарад и выше, можно использовать электролитические конденсаторы. Так как они полярны, а будут работать в цепи переменного тока, то в каждом звене фильтра придется применить по два встречно включенных конденсатора, каждый из которых должен иметь емкость, возможно более близкую к полученной расчетом. В звеньях разделительного фильтра транзисторного усилителя без выходного трансформатора можно применить по одному электролитическому конденсатору, соблюдая правильную полярность их включения.

Фильтр для трехполосного акустического агрегата (рис. 4.42) представляет собой комбинацию

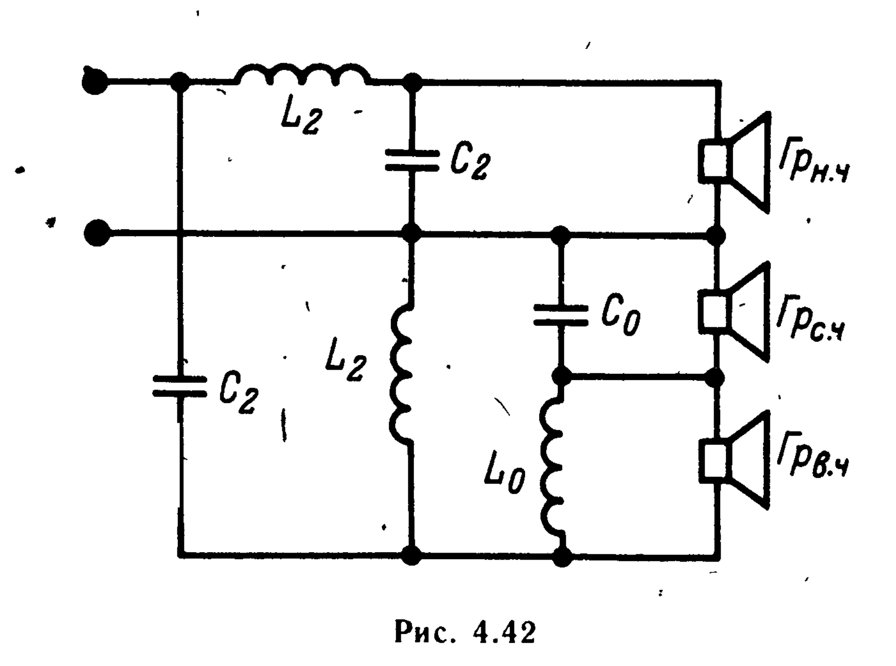


Рис. 4.42

двух рассмотренных фильтров. Первый из них отделяет нижнечастотную область от среднечастотной; среднечастотная область затем делится вторым фильтром. Оба фильтра не обязательно должны иметь одинаковую крутизну среза; они должны лишь рассчитываться на одно сопротивление.

Методика расчета разделительных фильтров базируется на предположении равенства и резистивного характера сопротивлений головок в разделяемых полосах. Так как полное сопротивление головки на частоте разделения может иметь значительную индуктивную составляющую, во избежание частотных искажений в области перекрытия следует учитывать при расчете индуктивность средне- и нижнечастотной головки как часть фильтра, т. е. катушку фильтра, включаемую последовательно с головкой, изготовлять с индуктивностью, меньшей расчетной на индуктивность головки. Если сопротивление головок в звеньях многополосной системы не равны, то следует попытаться подобрать равные сопротивления звеньев путем группового соединения головок (допустимо последовательное соединение ВЧ головок).

Параллельное соединение двух-трех ВЧ головок дает возможность использовать их в сочетании практически с любой НЧ головкой. Возможное расхождение в полных сопротивлениях звеньев акустической системы может быть устранено увеличением входного сопротивления ВЧ звена с помощью делителя напряжения из резисторов.

Если в двух- или трехзвенной системе используется несколько ВЧ головок, то их следует располагать в футляре так, чтобы угол между их осями в горизонтальной плоскости составлял 20—30°.

Если в многоканальной звуковоспроизводящей системе используется только одна ВЧ головка, имеющая полное сопротивление больше, чем у головки НЧ звена, то с целью выравнивания сопротивления нагрузки разделительного фильтра в области верхних частот ВЧ головку следует шунтировать резистором.

Стереофонические акустические системы

Параметры громкоговорителей двухканальной стереофонической системы должны быть по возможности идентичны. Громкоговорители следует располагать в соответствии с рис. 4.43, где зона

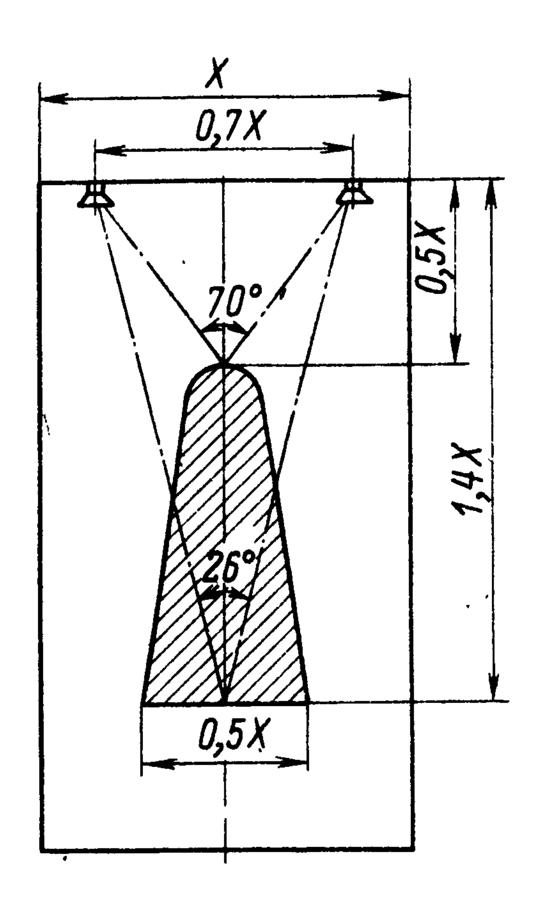


Рис. 4.43

оптимального стереофонического эффекта заштрихована. Ориентирование громкоговорителей зависит от их характеристик направленности и должно быть определено экспериментально

4.5. РЕВЕРБЕРАТОРЫ

Основные характеристики

Реверберацией называется остаточное звучание (послезвучание), наблюдаемое в помещениях после прекращения действия источника звука. Послезвучание возникает в результате многократных отражений звуковых волн от стен, потолка и других поверхностей. Если же источник продолжает излучать колебания, то звуковое поле в помещении представляет собой совокупность прямого звука и многократных отражений. Реверберация субъективно оценивается как «гулкость» звучания.

Ревербератор представляет собой устройство, имитирующее реверберацию. С этой целью на воспроизводимый сигнал накладывается последовательность его запаздывающих повторений (эхо-сигналов) с постепенно убывающим во времени уровнем. Схема звукового тракта с ревербератором *Р* приведена на рис. 4.44.

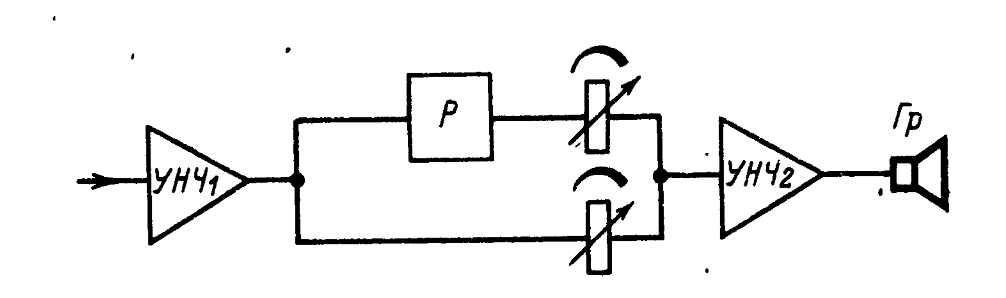


Рис. 4.44

Основными характеристиками ревербератора являются следующие.

Импульсная реакция — зависимость напряжения на выходе ревербератора от времени при напряжении на входе в виде короткого импульса. Если интервалы времени между следующими друг за другом эхо-сигналами превышают 0,05 с, то на реальном сигнале они могут восприниматься слушателем раздельно (флаттер-эффект), что оценивается как дефект искусственной реверберации, т. к. в помещении эти интервалы существенно меньше и отдельные эхо-сигналы объединяются в слуховом восприятии. Звучание ревербератора весьма неприятно, если его импульсную реакцию составляют эхо-сигналы, следующие через равные интервалы времени, — явление, практически невозможное в помещении.

Время реверберации $T_р$ — время, в течение которого напряжение на выходе ревербератора после выключения источника стационарного сигнала на его выходе уменьшается в 1000 раз (уровень спадает на 60 дБ) от первоначального значения. Напряжение должно убывать по экспоненциальному закону, так же как в идеальном случае убывает звуковая энергия в помещении после выключения источника стационарного звукового сигнала.

Эффект искусственной реверберации можно регулировать изменением времени реверберации, т. е. скорости убывания уровня эхо-сигналов, создаваемых ревербератором, или изменением соотношения уровней прямого и реверберационного сигналов. В устройстве по схеме рис. 4.44 соотношение уровней изменяется двумя переменными резисторами. Оба способа регулировки дают в некоторых пределах одинаковое изменение гулкости звучания. Это дает возможность в простых ревербераторах пользоваться регулировкой второго рода, что значительно упрощает их конструкцию.

Частотная характеристика коэффициента передачи ревербератора — зависимость напряжения на выходе ревербератора от частоты при постоянной амплитуде входного напряжения.

Частотная характеристика коэффициента передачи помещения (рис. 4.45) существенно зависит от положений громкоговорителя и измерительного микрофона. На частотной характеристике большого помещения пики расположены нерегулярно; в среднем они распределены с интервалом $4/T_р$ [Гц], а перепад между пиками и провалами достигает 25 дБ и более. Для того чтобы достаточно хорошо имитировать акустические условия большого помещения, плотности пиков частотных характеристик коэффициентов передачи ревербератора и помещения должны быть сравнимы.

Рис. 4.45

Существует несколько систем ревербераторов. Далее описывается пружинный ревербератор, поскольку он имеет небольшие размеры, относительно дешев, не сложен конструктивно и поэтому доступен для изготовления в любительских условиях.

Принцип работы пружинного ревербератора

Основой пружинного ревербератора является линия задержки, состоящая из двух преобразователей (датчика и приемника механических колебаний) и натянутой между ними цилиндрической пружины (см. структурную схему пружинной линии на рис. 4.46).

Входной сигнал, усиленный усилителем $У_1$, преобразуется в колебательные движения крутильного типа подвижного элемента датчика *Д*, которые передаются пружине. Механическая волна распространяется по пружине и достигает приемника через время, определяемое скоростью распространения колебаний в пружине и ее длиной. Отразившись от приемного конца пружины, волна возвращается к датчику, затем снова к приемнику и т. д., постепенно затухая.

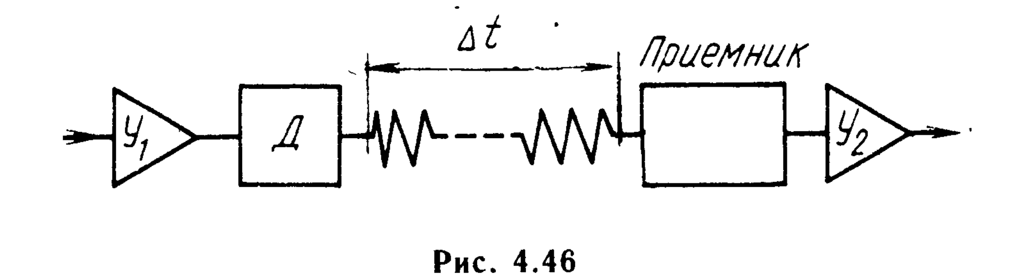


Рис. 4.46

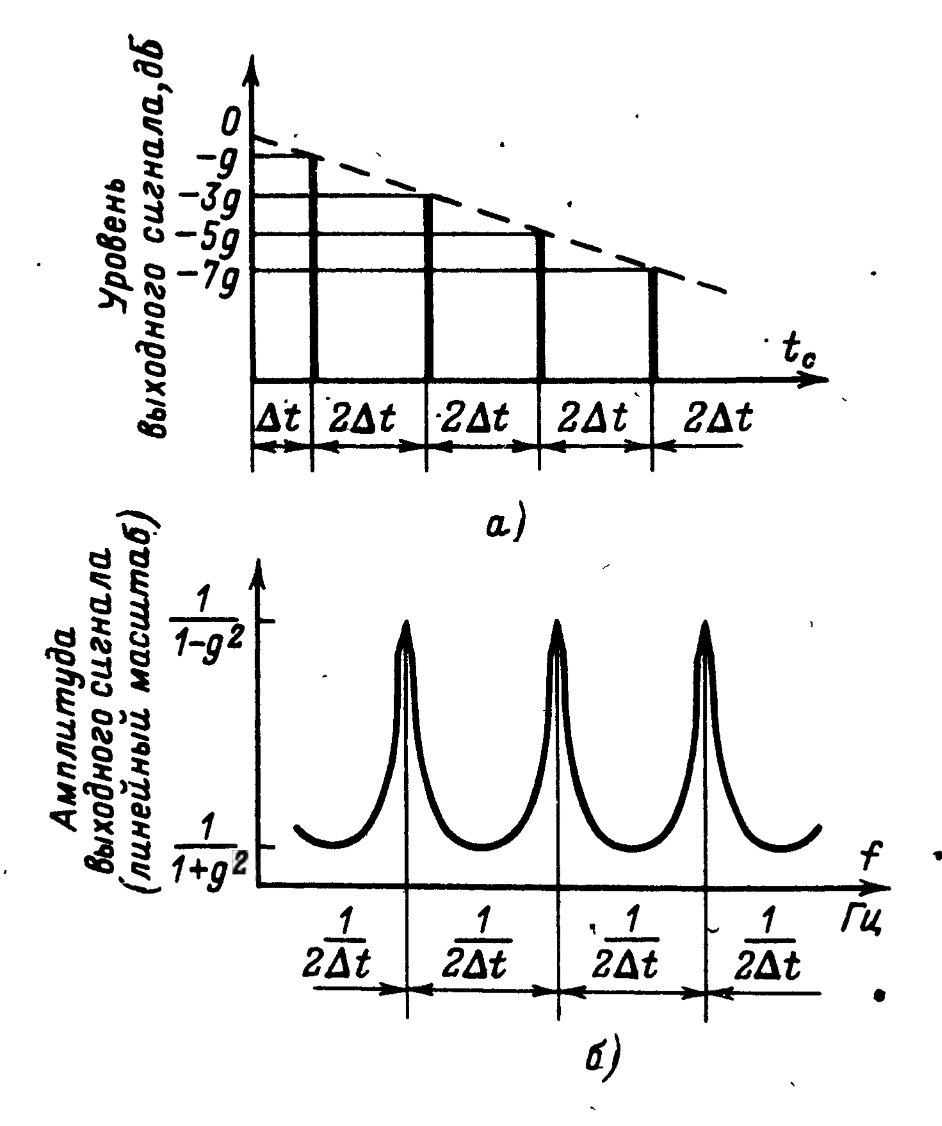


Рис. 4.47

Первый эхо-сигнал в пружинной линии задерживается на время Δt, а следующие за ним эхо-сигналы сдвинуты во времени один относительно другого на $2\Delta t$; пики на частотной характеристике коэффициента передачи ревербератора располагаются с интервалом $1/2\Delta t$, Гц (рис. 4.47).

Самодельный трехпружинный ревербератор

Технические данные ревербератора: плотность пиков на частотной характеристике ревербератора не менее 15 в полосе 100 Гц; средний интервал времени между соседними эхо-сигналами — не более 0,025 с; рабочий диапазон частот 150—3000 Гц; время искусственной реверберации 3—4 с на нижних частотах рабочего диапазона с постепенным понижением к верхним частотам до 1,5—2 с.

Время реверберации на частотах выше 3 кГц в помещении относительно мало и определяется потерями при распространении звуковой волны в воздухе. Поэтому создание искусственной реверберации на верхних звуковых частотах часто неприятно для слуха. Увеличение же времени реверберации на нижних частотах ухудшает четкость и разборчивость звучания. Время искусственной реверберации на верхних частотах в пружинном ревербераторе относительно мало и не превышает обычно 2 с; с понижением частоты оно постепенно увеличивается, достигая иногда 6—8 с. Поэтому в конструкции ревербератора следует предусмотреть демпфер, способствующий уменьшению реверберации на нижних частотах.

Выбор параметров ревербератора. Первые два пункта изложенных выше требований удовлетворяются в трехпружинном ревербераторе с временем задержки 0,029; 0,037 и 0,043 с. Плотность пиков на каждые 100 Гц частотного диапазона такого ревербератора — около 20; средний промежуток времени между соседними эхо-сигналами — около 0,025 с.

Расчет пружины. Пружина представляет собой механический фильтр нижних частот. При среднем диаметре витка D [мм] (рис. 4.48) из стальной

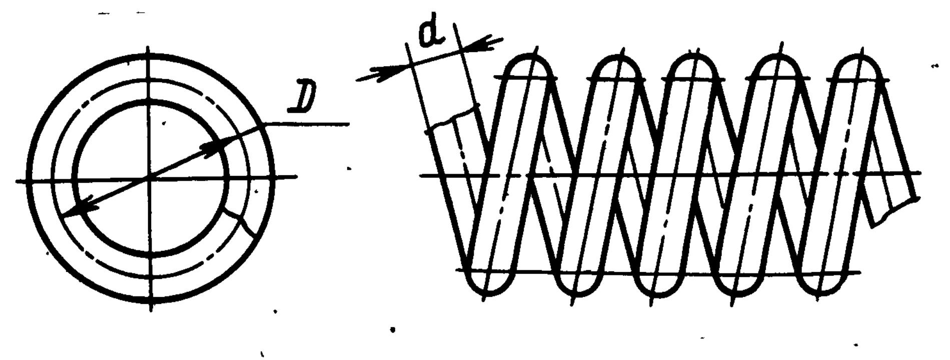


Рис. 4.48

проволоки диаметром d [мм] пружина пропускает колебания крутильного типа с частотами ниже частоты среза $f_c = 253 \cdot 10^3 d/D^2$.

При использовании стальной проволоки диаметром d для получения требуемой частоты среза f_c [Гц] диаметр навивки в миллиметрах должен быть равен

$$D = \sqrt{\frac{253 \cdot 10^3 d}{f_c}}.$$

Частота среза пружинной линии задержки должна быть 3—4 кГц.

Пружины изготовляют из стальной «рояльной» возможно более упругой проволоки диаметром 0,2—0,4 мм путем навивки на токарном или моточном станке плотно, виток к витку. Длина проволоки, приготовленной для навивки, должна несколько превышать значение $3{,}14Dn$ (n — число витков в пружине). Часть крайнего витка пружины загибается в виде крючка. Уменьшение диаметра проволоки затрудняет навивку, а увеличение ведет к росту размеров ревербератора.

Время задержки сигнала в пружине практически не зависит от частоты (за исключением частот, близких к f_c, где оно возрастает) и определяется как $\Delta t = 0{,}32n/f_c$.

Число витков пружины зависит от требуемого времени задержки и находится по формуле $n = 3{,}14\Delta t f_c$.

Выбор типа преобразователя. В качестве преобразователя может быть использован намагниченный ферритовый ротор, совершающий крутильные колебания под действием переменного поля, создаваемого катушкой с магнитным сердечником. Однако наиболее целесообразно выполнить преобразователь с подвижной катушкой *1* (рис. 4.49), расположенной в поле постоянного магнита *2*. Катушку поддерживает проволока *3*. Ток звуковой частоты, проходя по катушке, взаимодействует с полем магнита и вызывает крутильные колебания катушки, которые передаются пружине *4*. Приемник аналогичной конструкции осуществляет обратное преобразование.

На рис. 4.50 указаны размеры катушки, при которых обеспечивается диапазон частот 150—

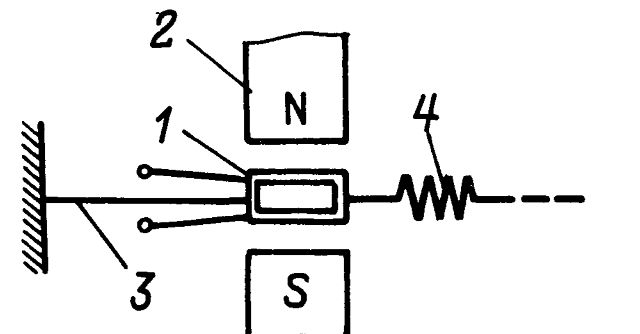


Рис. 4.49

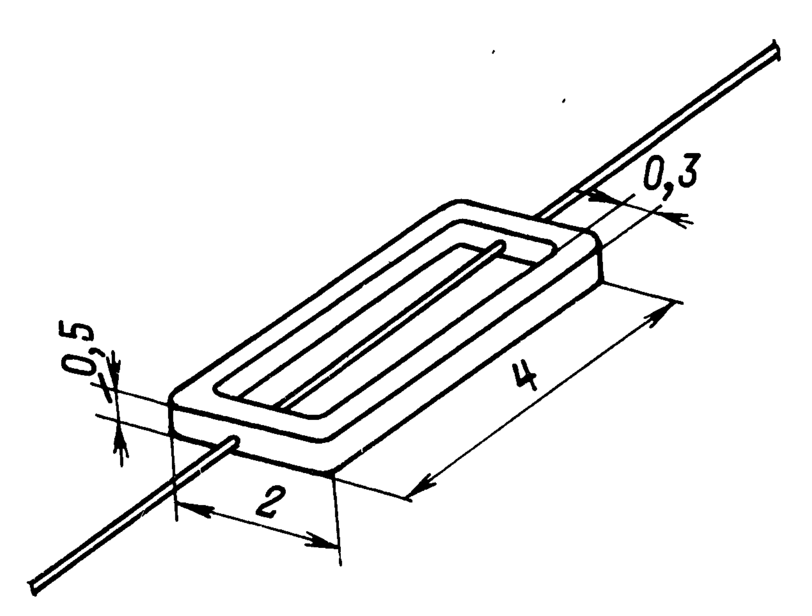


Рис. 4.50

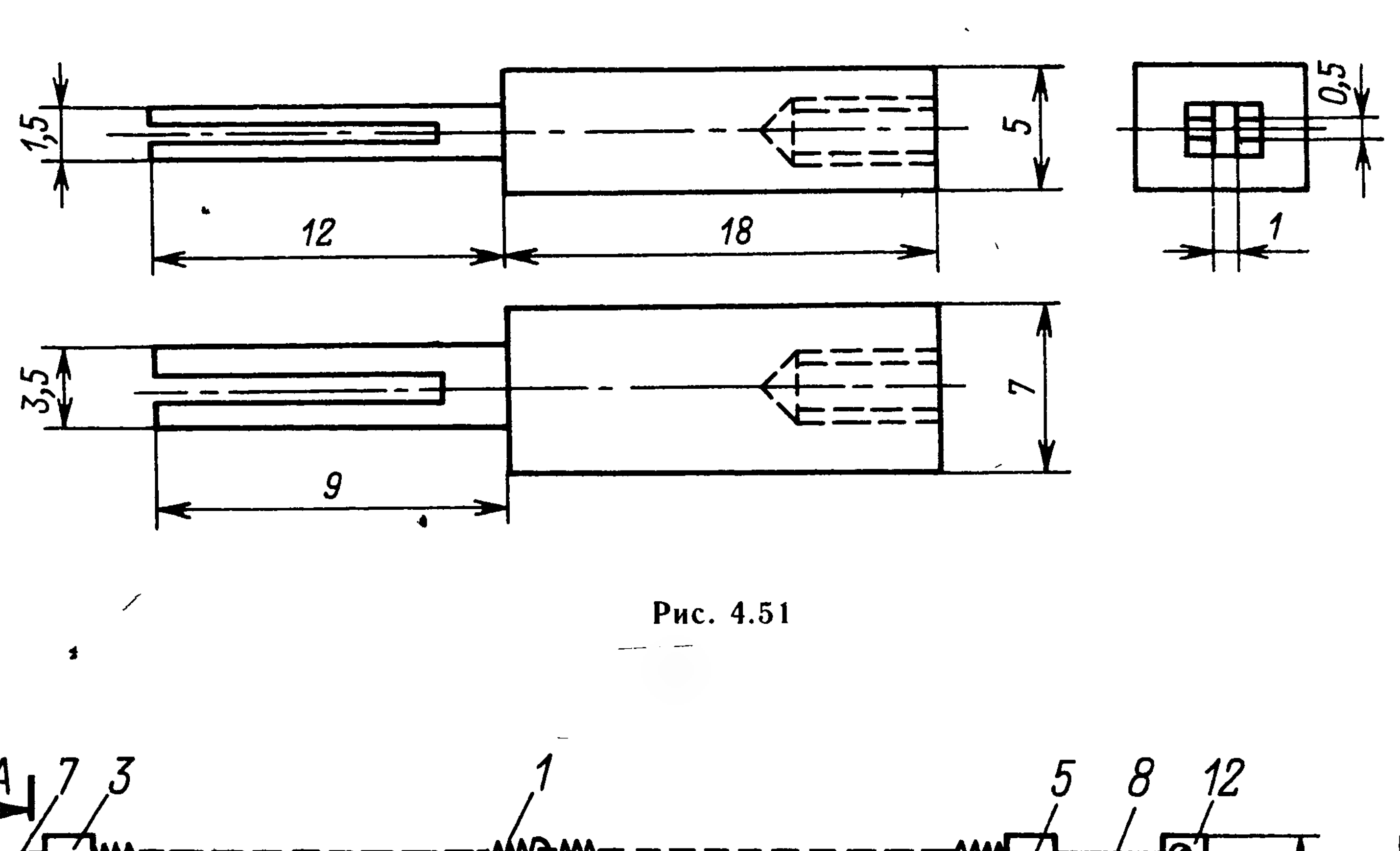


Рис. 4.51

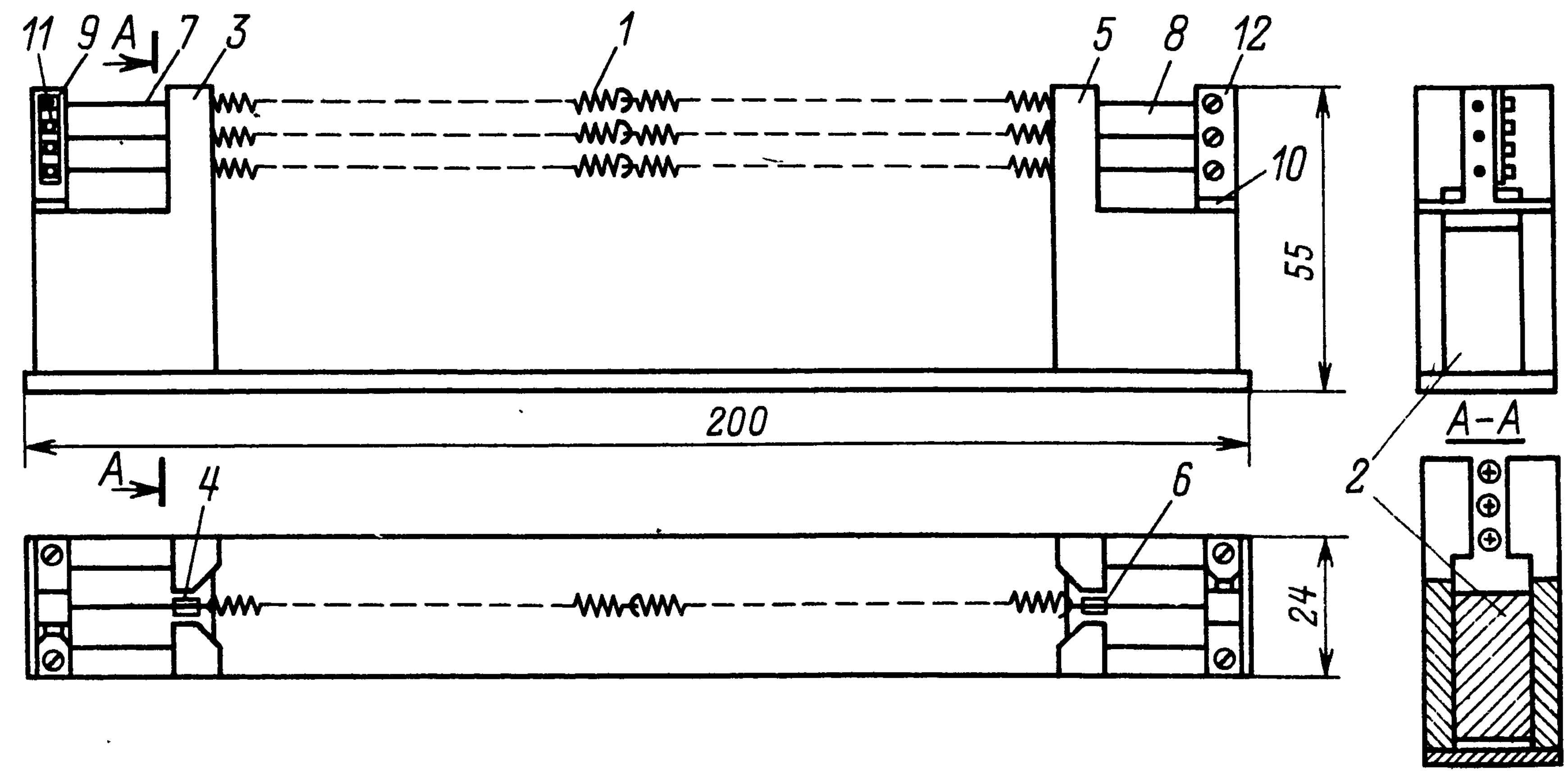


Рис. 4.52

3000 Гц при использовании пружин из проволоки диаметром 0,2 мм.

Катушку преобразователя наматывают с клеевой пропиткой на оправе из дюралюминия (рис. 4.51) так, чтобы проволока проходила сквозь катушку, как показано на рис. 4.50. Катушка содержит 30 витков ПЭВ-1 0,04. Когда клей высохнет, катушку аккуратно снимают, слегка сжав оправку. Выводы катушек должны иметь длину 50 мм.

Один из концов проволоки, предназначенный для соединения с пружиной, загибается в виде крючка на расстоянии не далее 2 мм от катушки; другой конец, имеющий длину 30 мм, служит поддерживающей проволокой.

При навивке пружин из более толстой проволоки площадь поперечного сечения намотки катушки увеличивается приблизительно пропорционально кубу диаметра проволоки (при неизменной частоте среза).

Конструкция ревербератора (рис. 4.52). Три пружинные линии задержки конструктивно объединены общими для датчиков постоянными магнитами *2* с полюсными наконечниками *3* у датчика и *5* у приемника колебаний. Длина ревербератора и радиус навивки пружин определены диаметром проволоки 0,2 мм и частотой среза 4 кГц (при этом D = 3,54 мм). Каждая пружина *1* состоит из двух половин правой и левой навивки для предотвращения изменений ориентации катушек в магнитном поле при усталостном раскручивании пружин. Числа витков в пружинных линиях, обеспечивающие различные задержки Δt, должны быть следующими:

Δt, s:	0,029	0,037	0,043
n	2×182	2×230	2×270

Стальные проволоки *7* и *8* диаметром 0,1 мм, поддерживающие катушку датчика *4* и катушку приемника колебаний *6* в магнитных полях, проходят через отверстия в металлических столбиках *9*, *10* и фиксируются винтами *12*.

Катушки датчика и приемника, имеющие сопротивление по 3 Ом, соединяются последовательно на расшивочных платах *11*, укрепленных на столбиках. Провода, подводящие ток к катушкам, проходят рядом с соответствующей поддерживающей проволокой и приклеиваются к ней в двух-трех местах.

В качестве постоянных магнитов используются части кольцевого магнита из феррита бария от неисправного громкоговорителя.

Время искусственной реверберации на нижних частотах уменьшает демпфер в виде полосок губчатой резины *1* (рис. 4.53), приклеенных к пластинам *2* из органического стекла и размещенных у поддерживающих проволок.

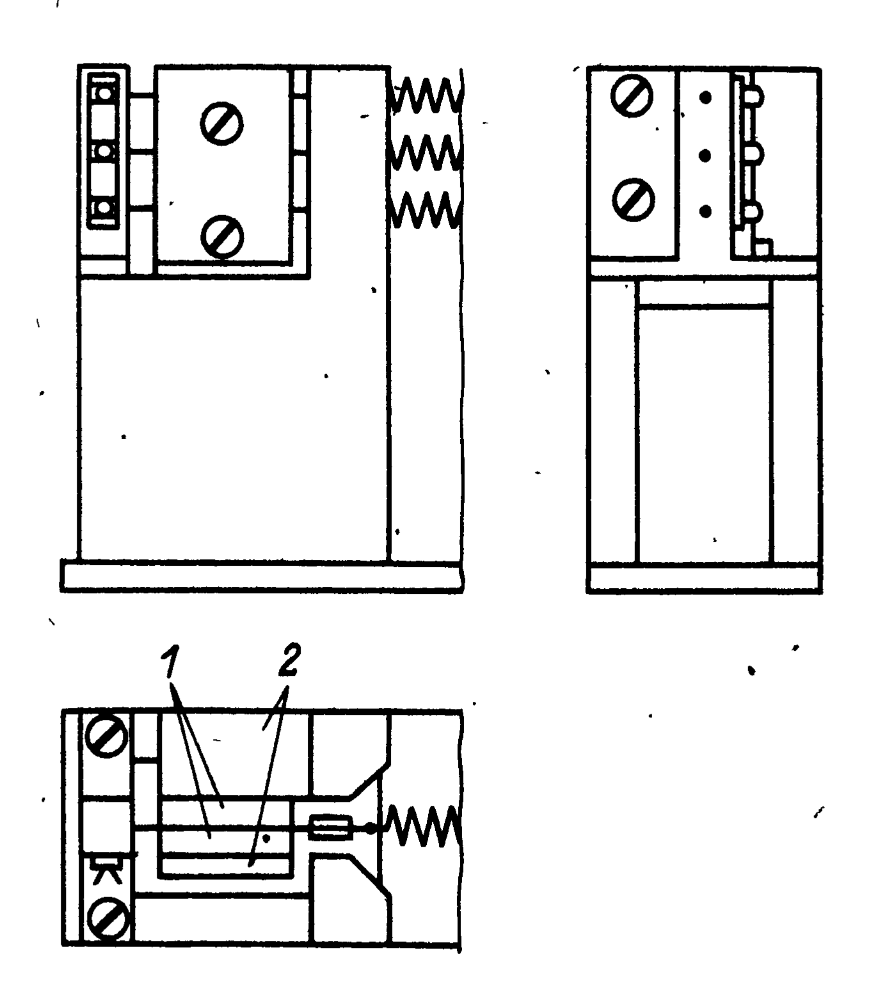


Рис. 4.53

Усилители ревербератора (рис. 4.54). Усилитель датчика обеспечивает на катушках с общим сопротивлением 9 Ом напряжение 1 В, устанавливаемое потенциометром R_1 при входном напряжении не менее 10 мВ. Чувствительность усилителя приемника составляет 0,1 мВ; номинальное выходное напряжение не менее 1 В при отношении сигнал/шум не менее 50 дБ.

В усилителе предусмотрена возможность смешивания основного и реверберационного сигналов; сигнал с переменного резистора R_{14} на выходе усилителя датчика подается в усилитель приемника после регулятора уровня R_{26}; таким образом, смешивание сигналов проводится манипулированием резисторами R_{14} и R_{26}.

Данные трансформатора TP_1: магнитопровод Ш6×6,5 из пермаллоя, обмотка *I* — 1800 витков ПЭВ-0,1, обмотки *IIa* и *IIb* — по 400 витков ПЭВ-0,1. Сначала наматывают 900 витков обмотки *I*, затем 400 витков двойного провода обмоток *IIa* и *IIb* и, наконец, 900 витков обмотки *I*.

Сборка и налаживание пружинного ревербератора. Сборку ревербератора начинают с установки на плате магнитов преобразователей и металлических столбиков. Затем укрепляют поддерживающие проволоки с катушками датчика и приемника в нижних отверстиях металлических столбиков и растягивают между катушками обе половины наиболее длинной пружины ($\Delta t = 0{,}043$ с). Если имеются «слипшиеся» витки, то нужно попытаться растянуть в этом месте пружину или заменить ее новой. Места соединений проклеивают, а выводы катушек пропаивают.

После этого включают усилители и проверяют работу первой линии задержки при синусоидальном сигнале на катушках датчика напряжением не более 0,2 В. Искажения кривой на экране осциллографа (преимущественно в области нижних частот) могут быть вызваны наличием «слипшихся» витков, люфтов в местах механических соединений, механическим контактом катушек с полюсными наконечниками.

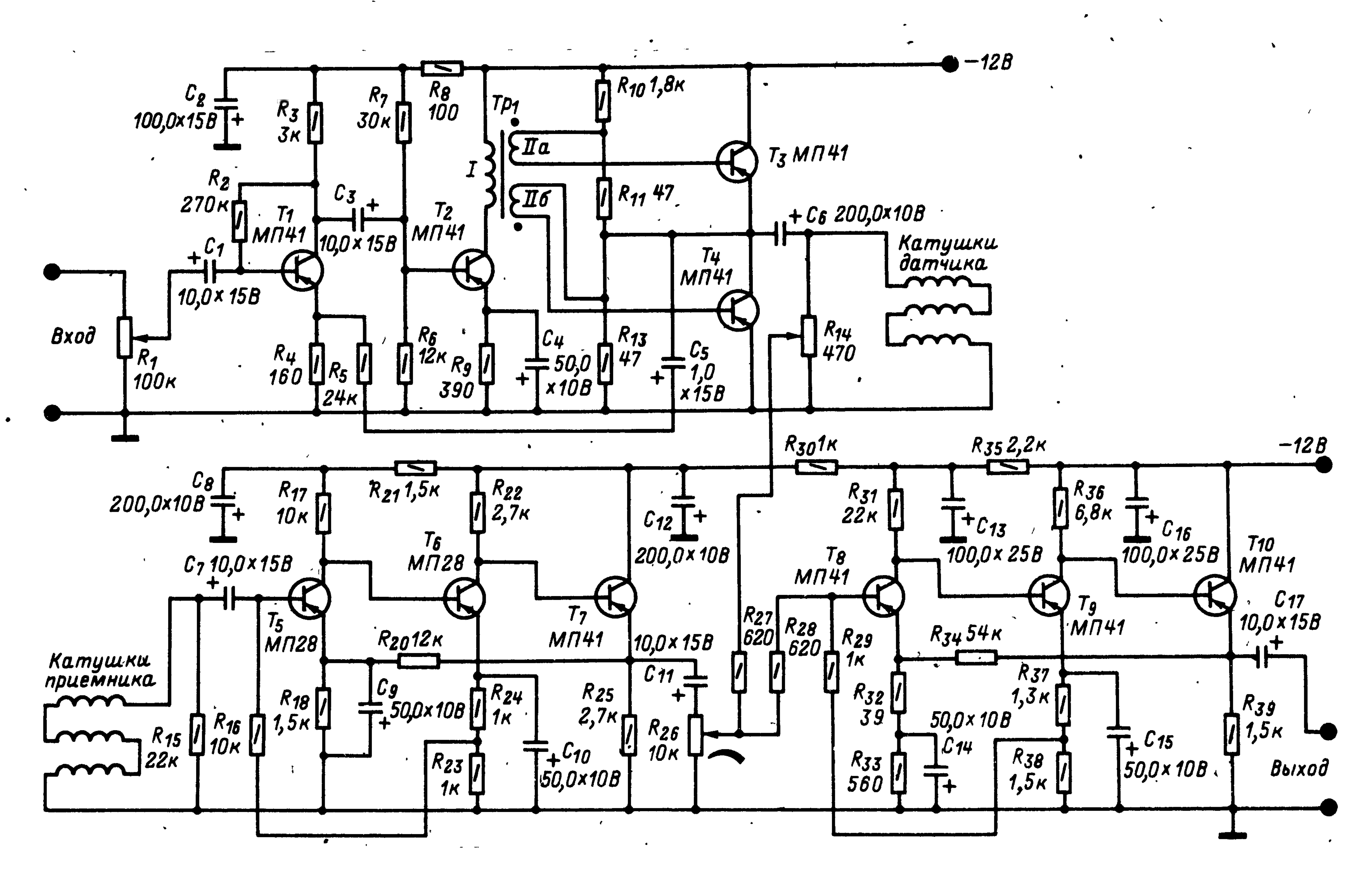


Рис. 4.54

Чрезмерное ограничение частотной характеристики пружинной линии в области верхних частот может быть вызвано неправильным расчетом пружины (это приводит к понижению частоты среза), наличием «слипшихся» витков и увеличенными по сравнению с рекомендованными размерами катушек преобразователей.

Аналогичным способом собирают и налаживают две другие пружинные линии. Затем устанавливают пластины с наклеенными полосками пористой резины. Степень сжатия резины между пластинами определяет время искусственной реверберации на нижних частотах.

Измерения в пружинном ревербераторе. Проверка правильности расчета времени задержки пружин и времени реверберации требует специальной аппаратуры, недоступной радиолюбителю. Поэтому все необходимые данные предлагается получить косвенными способами, включая звуковой генератор на вход ревербератора и вольтметр на его выход. Измерения следует проводить для каждой пружинной линии задержки отдельно, отключив две другие.

Медленно изменяя частоту генератора, определяют интервал частот между соседними пиками Δf; тогда задержка в пружине составит $\Delta t = 1/2\Delta f$.

Определив соотношение пик/провал D на частотной характеристике коэффициента передачи ревербератора, нетрудно найти затухание g в данной области частот механической волны при однократном прохождении ее по пружине

$$g = \sqrt{\frac{D-1}{D+1}}$$

и время искусственной реверберации в секундах $T = \Delta t/g$, где g в децибелах.

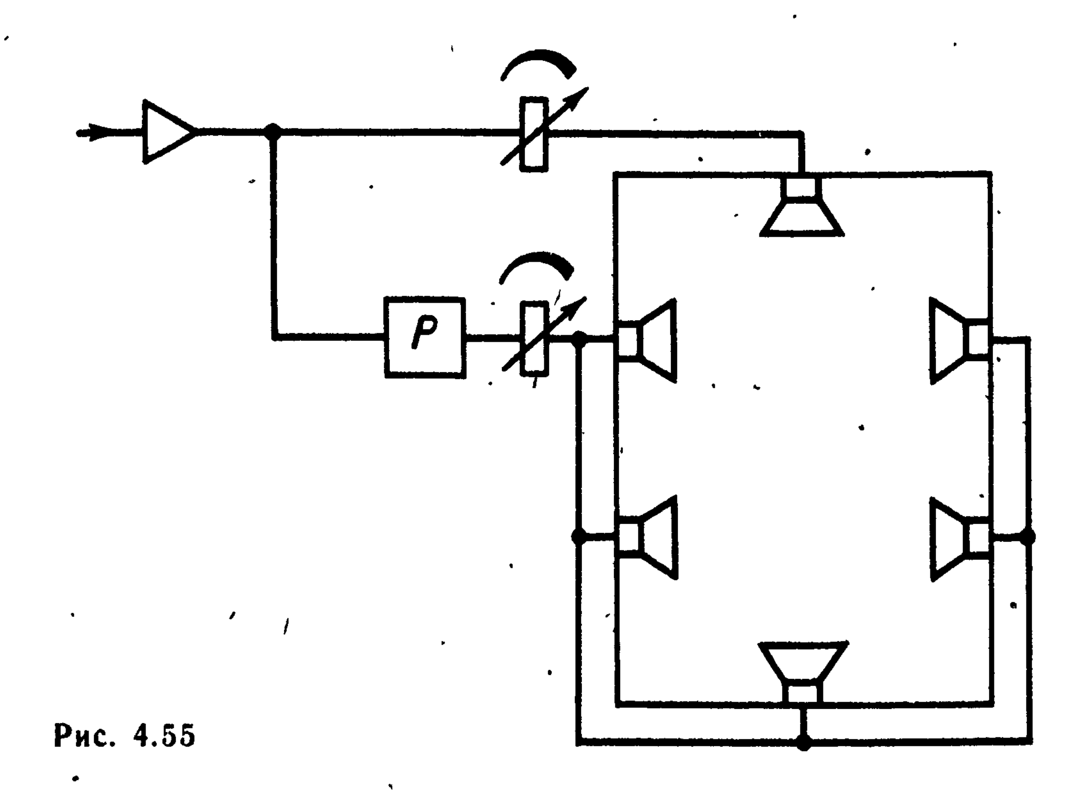


Рис. 4.55

Применение ревербератора. При работе источника звука в помещении направление прихода отраженных звуковых волн к слушателю, как правило, не совпадает с направлением прихода основного сигнала. Включение ревербератора в звуковой тракт согласно рис. 4.44 не является наилучшим, так как основной сигнал и эхо-сигналы воспроизводятся одним громкоговорителем и по направлениям прихода к слушателю не разделены. Ощутимый эффект присутствия в большом зале дает разделение трактов основного и реверберационного сигналов в соответствии с рис. 4.55. Так как требования к частотной характеристике коэффициента передачи ревербератора не являются жесткими, громкоговорители распределенной системы, воспроизводящие реверберационный сигнал, могут быть пониженного качества. При ограниченных возможностях распределенная система может быть заменена одним громкоговорителем, расположенным за спиной слушателя и с вертикально ориентированной рабочей осью.

4.6. ГРАМПЛАСТИНКИ И ВОСПРОИЗВОДЯЩАЯ АППАРАТУРА

Типы и параметры грампластинок

Классификация. Грампластинки разделяют на монофонические с узкой канавкой (т. наз. долгоиграющие) с частотами вращения $33^1/_3$ мин$^{-1}$ и 45,11 мин$^{-1}$, обозначаемые знаком ∇ (до 1968 г. они обозначались буквами МУ), и стереофонические, также с узкой канавкой и такими же частотами вращения, обозначаемые знаком ⊂⊃. И те, и другие предназначены для электроакустического воспроизведения. Кроме того, прежде изготовлялись монофонические грампластинки с широкой канавкой и частотой вращения 77,92 мин$^{-1}$, допускающие как электроакустическое, так и акустическое воспроизведение (с помощью граммофона или патефона); они обозначались буквами МШ. Значительное увеличение длительности звучания долгоиграющих грампластинок по сравнению с грампластинками МШ было достигнуто путем уменьшения ширины канавок, их сближения и уменьшения частоты вращения грампластинки.

Грампластинки удовлетворяют требованиям ГОСТ 5289—80. В табл. 4.7 приведены их диаметры и частоты вращения. Грампластинки имеют

Таблица 4.7. **Грампластинки**

Тип	Частота вращения, мин$^{-1}$	Диаметр, мм
Монофонические и стереофонические с узкой канавкой	33 1/3	302,5−1,5 251,5−1,5 175,5−1,5
	45,11	175,5−1,5
Монофонические с широкой канавкой	77,92	250

центровое отверстие диаметром $7{,}24^{+0{,}09}$ мм (грампластинки зарубежного производства, рассчитанные на частоту вращения 45,11 мин$^{-1}$ имеют центровое отверстие $38{,}15^{+0{,}1}$ мм). Эксцентриситет центрового отверстия относительно центра записи (центра вращения лакового диска, с записи на котором начинается технологический процесс изготовления грампластинки) должен быть не более 0,15 мм при узкой и не более 0,25 мм при широкой канавке.

Параметры записи. Исходная запись на лаковый диск для грампластинок производится в соответствии с ГОСТ 7893—79. Частотный диапазон записываемых сигналов от 20 до 20 000 Гц, коэффициент гармоник на средних частотах не более 1,5%, коэффициент детонации в пределах ±0,04%, отношение сигнал/шум не менее 63 дБ.

Размеры канавок в микрометрах приведены на рис. 4.56, *а* (узкая канавка) и 4.56, *б* (широкая канавка). При стереофонической записи на внутренней стенке канавки, расположенной ближе

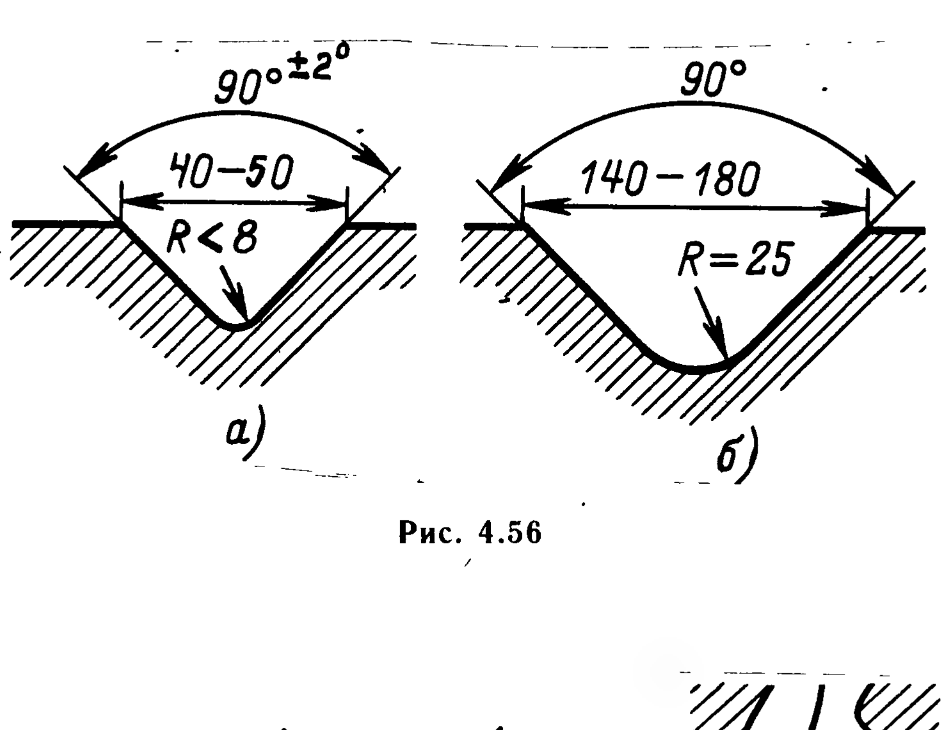


Рис. 4.56

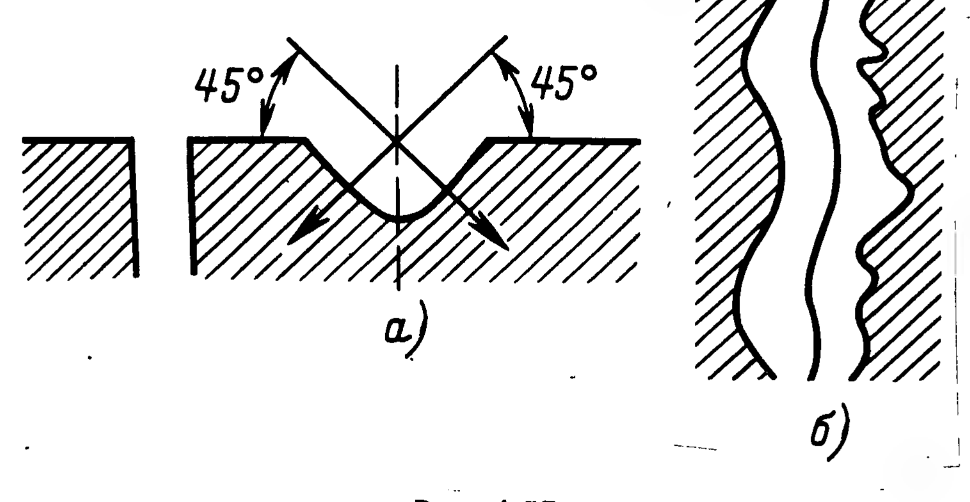


Рис. 4.57

к центру записи, записаны сигналы левого, а на наружней — сигналы правого канала (рис. 4.57, *а*). Вид сверху на такую канавку показан на рис. 4.57, *б*.

Амплитудно-частотная характеристика канала записи, применяемого в настоящее время в производстве грампластинок с узкой канавкой, приведена на рис. 4.58; она представляет собой зависимость *амплитуды колебательной скорости*, равной произведению амплитуды смещения записывающего резца на круговую частоту его колебаний, от частоты сигнала. Амплитуда колебательной скорости — основной параметр механической звукозаписи. Чем она больше, тем при прочих равных условиях больше громкость при проигрывании грампластинки. Номинальное значение амплитуды колебательной скорости (при нем измеряется коэффициент гармоник и отношение сигнал/шум) установлено для сигнала 1000 Гц равным 14 см/с для монофонической записи и 10 см/с для каждого канала стереофонической записи. Для сигналов с другой частотой номинальное значение больше или меньше в соответствии с АЧХ на рис. 4.58. При громких звуках в грампластинках допускается превышение на 3 дБ указанных номинальных значений. Во избежание перерезания соседних канавок и возрастания нелинейных искажений стандартом нормируется, кроме того, максимальное смещение резца относительно его положения при отсутствии сигнала. Оно должно быть не более 50 в поперечном направлении и 30 мкм в вертикальном.

Гибкие грампластинки ($33^1/_3$ об/мин) изготовляют диаметром 174 мм из пленки толщиной 0,12—0,15 мм. Запись на них монофоническая, размеры канавки близки к размерам узкой канавки обычных грампластинок. Гибкими грампластинками комплектуется журнал «Кругозор». Воспроизведение должно осуществляться только электроакустическим способом.

Рис. 4.58

Воспроизводящая аппаратура

Электроакустическое воспроизведение сигналов, записанных на грампластинке, осуществляют с помощью проигрывателей и электрофонов.

Проигрыватель содержит движущий механизм с электродвигателем, вращающий грампластинку, звукосниматель, преобразующий колебания воспроизводящей иглы в электрические сигналы, и в некоторых случаях предварительный усилитель. Проигрыватель снабжен шнурами для подключения его к внешнему оконечному усилителю и громкоговорителю. Роль усилителя и громкоговорителя может также выполнять звукочастотная часть радиоприемника и телевизора.

Проигрыватель, смонтированный вместе с оконечным усилителем и укомплектованный громкоговорителем (или громкоговорителями), называется э л е к т р о ф о н о м.

Таблица 4.8. **Электропроигрывающие устройства**

Параметр	Класс ЭПУ			
	Высший	I	II	III
Допускаемые отклонения от номинальной частоты вращения, %	±0,55	±1,2	±1,8	±2,1[1]
Допускаемый коэффициент детонации, %	±0,15	±0,15	±0,2[2] ±0,25[3]	±0,3[1] ±0,5[4]
Отношение сигнал/рокот[5], дБ, не менее	60	46	31[7]	28[7]
Отношение сигнал/фон[6], дБ, не менее:				
с пьезоэлектрическим звукоснимателем	67	63	57	53
с магнитным звукоснимателем	63	57	53	—
Типы отечественных ЭПУ	В электрофоне «Электроника Б1-01»	I-ЭПУ-7С	II ЭПУ-62 II ЭПУ-74 II ЭПУ-76	III ЭПУ-38
Типы отечественных электрофонов и проигрывателей	Проигрыватель «Электроника Д1-011» Электрофон «Электроника Б1-01» Электрофон «Арктур-003-стерео»	Проигрыватель «Вега-106-стерео» Электрофон «Вега-101»	Электрофоны «Аккорд-203» (моно) и «Аккорд-201» (стерео), «Ноктюрн-211»	Электрофоны «Каравелла», «Концерт-301», «Юность»

[1] При питании от сети переменного тока.
[2] Для стереофонических устройств.
[3] Для монофонических устройств.
[4] При питании от источника постоянного тока.
[5] Рокот-помеха от вибрации движущего механизма. Измерение производится относительно сигнала 315 Гц, записанного при номинальной амплитуде колебательной скорости.
[6] Измерение производится относительно сигнала 1000 Гц, записанного при номинальной амплитуде колебательной скорости.
[7] Измеряется без взвешивающего фильтра.

Промышленностью изготавливаются также электропроигрывающие устройства (ЭПУ) в соответствии с ГОСТ 18631—73. ЭПУ содержит движущий механизм и звукосниматель (без футляра и подсоединительных шнуров) и само по себе не может служить для проигрывания грампластинок; ЭПУ является основной частью проигрывателя и, кроме того, входит в состав электрофонов, радиол, магниторадиол.

Электропроигрывающие устройства изготавливают четырех классов: высшего, I, II и III. В названии ЭПУ, например II ЭПУ-12 с, первая цифра означает класс (0 — высший класс), вторая — номер разработки, буква С — возможность проигрывания стереофонических грампластинок. ЭПУ высшего и I классов предназначены для стереофонических и монофонических грампластинок, ЭПУ класса II — только стереофонических или только монофонических и класса III — только монофонических. ЭПУ должны обеспечивать частоты вращения грампластинки $33^1/_3$ и 45,11 мин$^{-1}$. Необязательные частоты — $16^2/_3$ и 77,92 мин$^{-1}$. Параметры ЭПУ для частоты вращения $33^1/_3$ мин$^{-1}$ приведены в табл. 4.8. Там же указаны типы современных ЭПУ проигрывателей и электрофонов отечественного производства, соответствующих определенным классам качества. Диаметр шпинделя для надевания грампластинок во всех ЭПУ $7{,}24^{-0{,}05}_{-0{,}15}$ мм. Если ЭПУ содержит предварительный усилитель, его выходное сопротивление не должно превышать 10 кОм. В зависимости от класса ЭПУ применяют различные вспомогательные устройства, облегчающие эксплуатацию и повышающие качество воспроизведения (табл. 4.9).

Электрофоны изготавливаются также четырех классов*, которые определяются только качеством усилителей и громкоговорителей. Электрофоны

Таблица 4.9. **Вспомогательные устройства, входящие в состав ЭПУ**

Устройство	Класс ЭПУ			
	Высший	I	II	III
Регулятор частоты вращения 33 1/3 мин$^{-1}$ со встроенной визуальной индикацией	0	0	Н	Н
Автостоп	0	0	0	0*
Микролифт	0	0	0	0*
Механизм возврата звукоснимателя в исходное положение	Н	Н	Н	Н
Регулятор статической балансировки звукоснимателя относительно вертикальной оси	0	0	0**	Н
Регулятор прижимной силы звукоснимателя	0	0	Н	Н
Цепь замыкания звукоснимателя в нерабочем положении	0	0	0	0

Примечание. 0 — обязательно; Н — необязательно; * — только при питании от сети переменного тока; ** — при пьезоэлектрическом звукоснимателе необязательно.

*С 1982 электрофоны выпускаются в соответствии с ГОСТ 11157—80 с более высокими качественными показателями.

классов высшего и I — только стереофонические. Основные качественные показатели высшего класса: диапазон частот 40—18 000 Гц; выходная электрическая мощность 10 Вт при коэффициенте гармоник не более 1% (на средних частотах). Отношение сигнал/шум при включенном звукоснимателе не менее 50 дБ.

Звукосниматели. Наиболее распространены две системы звукоснимателей — магнитные и пьезоэлектрические (пьезокерамические). Последние уступают по качеству магнитным, но просты по конструкции, дешевы и не требуют применения предварительного усилителя со специальной АЧХ. Звукосниматель состоит из головки и тонарма, укрепляемого на поворотной ножке. Основными частями головки являются иглодержатель с корундовой или алмазной воспроизводящей иглой и преобразователь механических колебаний в электрические. В головке стереофонического звукоснимателя таких преобразователей два. Так как воспроизводящие иглы для грампластинок с узкой и широкой канавками различаются размерами, головки звукоснимателя делают сменными (каждая для определенного типа грампластинок) или снабжают сменными блоками с определенными типами игл или с двумя переключаемыми иглами. Рабочие положения переключателя и сменные головки (или блоки) имеют цветные обозначения (табл. 4.10).

Таблица 4.10. **Обозначения на головках звукоснимателя**

Тип грампластинки	Обозначение	Цвет обозначения
Монофоническая с широкой канавкой	78	Зеленый
Монофоническая с узкой канавкой	∇	Красный
Стереофоническая с узкой канавкой	∞	Голубой

Для облегчения следования воспроизводящей иглы по канавке звукосниматель должен быть определенным образом ориентирован относительно грампластинки. Этого достигают, придавая тонарму изогнутую форму. В последнее время получают распространение т. наз. *тангенциальные тонармы*, при которых игла перемещается строго по радиусу грампластинки. Для малогабаритных

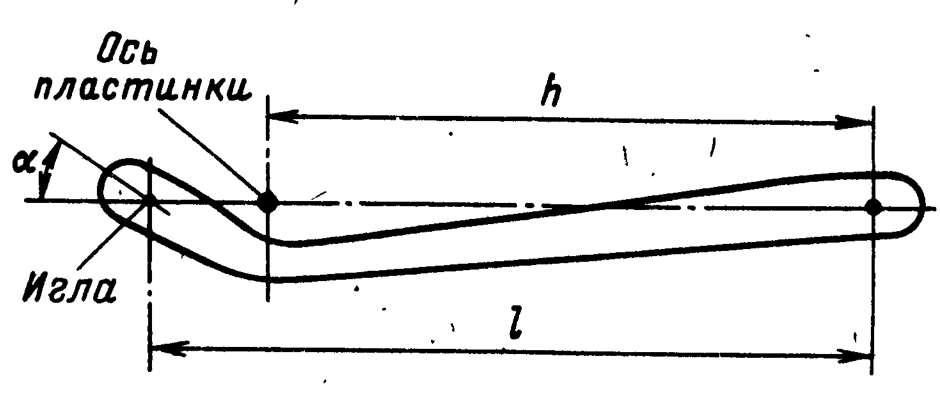


Рис. 4.59

ЭПУ рекомендуются следующие размеры тонарма (рис. 4.59): рабочая длина $l = 185 \pm 2$ мм, установочная база $h = 175$ мм, угол коррекции $\alpha = 20°30' + 1°30'$.

Качество воспроизведения и износ грампластинки зависят от прижимной силы звукоснимателя, определяющей механический контакт воспроизводящей иглы с канавкой записи. Прижимную силу регулируют с помощью противовеса или пружины в тонарме. Для пьезоэлектрических звукоснимателей прижимная сила не должна превышать 70 мН, для магнитных — устанавливается в зависимости от класса ЭПУ не более 20 мН в ЭПУ высшего класса, 30 мН—I и 40 мН II класса. Вместе с тем прижимная сила не должна быть и слишком малой, т. к. при этом игла не будет надежно следовать по канавке и даже может выйти из нее. Характерным признаком недостаточной прижимной силы служат нелинейные искажения.

Для хорошего стереофонического воспроизведения требуется симметричное положение иглы в немодулированной канавке, т. е. в паузе записи. Для этого в высококачественных звукоснимателях предусматривается балансировка тонарма и компенсация нежелательной скатывающей силы, которая возникает из-за трения иглы о канавку, создает избыточное давление на ее внутреннюю стенку, увеличивает износ и нарушает баланс сигналов левого и правого каналов.

Пример конструкции современного звукоснимателя приведен на рис. 4.60 (*1* — противовес, *2* — балансир, *3* — компенсатор скатывающей силы).

Электрическая нагрузка пьезоэлектрического звукоснимателя должна состоять из резистора сопротивлением 1000 ± 50 кОм и конденсатора емкостью 150 ± 10 пФ, включенных параллельно, а магнитного звукоснимателя — из резистора сопротивлением 47 ± 5 кОм.

При магнитном звукоснимателе АЧХ предварительного усилителя должна быть обратна по форме АЧХ канала записи (см. рис. 4.58). Кроме того, при любом типе звукоснимателя необходимо корректировать неизбежно возникающие частотные искажения, поэтому следует применять усилитель с раздельной регулировкой тембра на нижних и верхних частотах (см. § 4.2).

Чувствительность пьезоэлектрического звукоснимателя равна 50—70 мВ · см$^{-1}$ с, магнитного — не менее 0,7 мВ · см$^{-1}$ с. При конструировании усилителя можно считать, что на средних частотах пьезоэлектрический звукосниматель развивает напряжение до 1 В, а магнитный — до 10 мВ. Номинальный частотный диапазон звукоснимателя в ЭПУ высшего класса составляет 20—20000 Гц; I — 31,5—16000 Гц, II — 50—12500 Гц и III — 50—10000 Гц при неравномерности АЧХ 4—6 дБ в середине и 8—10 дБ на краях диапазона. Чувствительности обоих каналов стереофонического звукоснимателя в средней части частотного диапазона могут отличаться не более чем на 2—3 дБ. Переходное затухание между каналами должно быть не менее 20 дБ.

Один из лучших звукоснимателей отечественного производства — магнитный звукосниматель

ГМЗ-003 с алмазной иглой для ЭПУ высшего класса. Широкое распространение получили пьезоэлектрический стереофонический звукосниматель ГЗКУ-631Р для ЭПУ класса II и пьезоэлектрический монофонический звукосниматель ГЗК-661 для ЭПУ классов II и III (класс обозначен на переключателе иглы).

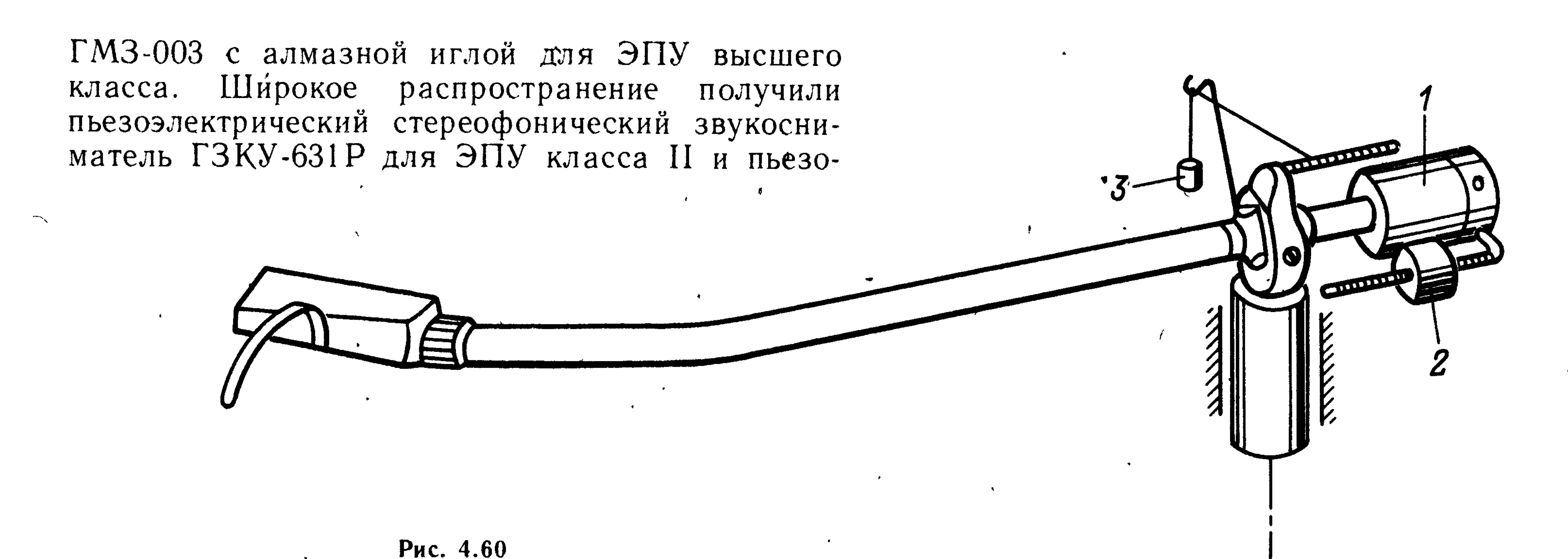


Рис. 4.60

Проверку работы и измерение качественных показателей звукоснимателя (и соответственно проигрывателя и электрофона) проводят с помощью измерительных и контрольных грампластинок, выпускаемых фирмой «Мелодия», содержащих запись специальных сигналов (ГОСТ 14761.0—78—14761.5—78). Это измерительные грампластинки для измерения отношения сигнал/рокот, коэффициента детонации, АЧХ, разделения между стереоканалами и контрольная грампластинка для проверки работы автостопа.

Стереофоническое воспроизведение. Головка звукоснимателя может иметь три или четыре вывода. Маркировка их приведена в табл. 4.11. Стереозвукосниматель подсоединяют к двухканальному усилителю с двумя разнесенными громкоговорителями. Регулировку громкости и тембра проводят в обоих каналах усилителя одинаково и одновременно. Кроме того, часто предусматривается стереобаланс каналов, т. е. изменение усиления в небольших пределах, при котором увеличение усиления в одном канале сопровождается уменьшением в другом. Для проверки правильности расположения и фазировки громкоговорителей правого и левого каналов применяют демонстрационную грампластинку фирмы «Мелодия».

Таблица 4.11. **Маркировка выводов головки стереозвукоснимателя**

Количество выводов	Назначение вывода	Номер вывода	Цвет провода (маркировка)
3	Левый канал	1	Белый
	Общий (соединение с корпусом)	2	Черный
	Правый канал	3	Красный
4	Левый канал	1	Белый
	Левый канал (соединение с корпусом)	2	Синий
	Правый канал	3	Красный
	Правый канал (соединение с корпусом)	4	Зеленый

Указания по ее использованию записаны на самой грампластинке.

Стереофонический звукосниматель чувствителен к вертикальным перемещениям иглы, поэтому движущий механизм ЭПУ должен быть хорошо отрегулирован, чтобы не создавать во время работы вибраций, прослушиваемых в громкоговорителях (рокот).

Стереофонические грампластинки обладают свойством совместимости, т. е. допускают воспроизведение и на монофонических проигрывателях и электрофонах. При этом сигналы левого и правого каналов автоматически складываются в звукоснимателе. Монофонические грампластинки можно также проигрывать на стереофонической аппаратуре. Естественно, что сигналы правого и левого каналов при этом одинаковы и звуковоспроизведение остается монофоническим.

Движущий механизм ЭПУ. Основная задача механизма состоит в том, чтобы вращать с заданной частотой грампластинку, установленную на диск. Для этого чаще всего применяют асинхронный однофазный двигатель с возможно более жесткой механической характеристикой и частотой вращения 2800 мин$^{-1}$. Мощность на валу двигателя должна быть около 1 Вт. Двигатель устанавливают на амортизаторах с тем, чтобы защитить от его вибраций звукосниматель ЭПУ. Для передачи вращения от двигателя к внутреннему ободу диска обычно применяют редуктор с фрикционной передачей с помощью обрезиненного промежуточного ролика (рис. 4.61). Для по-

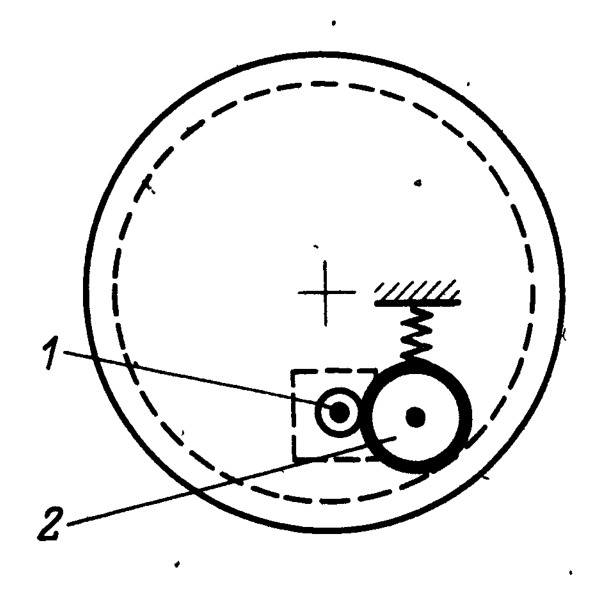


Рис. 4.61

лучения нескольких частот вращения диска ЭПУ шкив на валу двигателя *1* делают ступенчатым, а переключателем скорости изменяют высоту положения промежуточного ролика *2*. В другом ва-

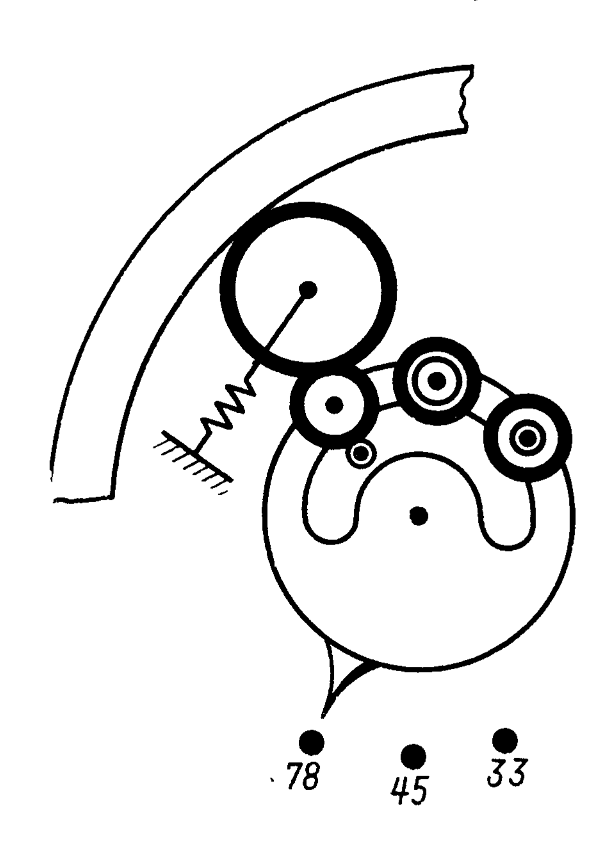


Рис. 4.62

рианте для этой цели используют двухступенчатый редуктор (рис. 4.62).

При выключении ЭПУ очень важно выводить промежуточные ролики из зацепления во избежание деформации их обрезиненной поверхности. Для подстройки точного значения частоты вращения диска ступенчатый шкив выполняют с небольшой конусностью и в процессе регулировки перемещают в небольших пределах промежуточный ролик вверх и вниз. Контроль скорости ведут по стробоскопическим полосам, освещаемым неоновой лампой, питаемой от сети переменного тока. Частота вращения в минуту $n = 6000/k$, где k — число стробоскопических полос. Стробоскопические полосы наносят или на торец диска ЭПУ, или на бумажный диск, укладываемый на грампластинку. Для равномерного вращения грампластинки диск ЭПУ должен обладать достаточно большим моментом инерции, т. е. иметь большой диаметр (до 300 мм) и большую массу (до 3 кг).

Движущий механизм содержит ряд устройств, создающих удобства при пользовании ЭПУ:

Автостоп выключает механизм в конце воспроизведения сигналов, записанных с одной стороны грампластинки. Наибольшее применение получила конструкция автостопа, действие которой основано на ускорении перемещения тонарма вследствие резкого изменения шага выводной канавки грампластинки по сравнению с шагом канавки в зоне записи.

Микролифт служит для плавного опускания и подъема звукоснимателя. Простейший микролифт показан схематически на рис. 4.63. Переме-

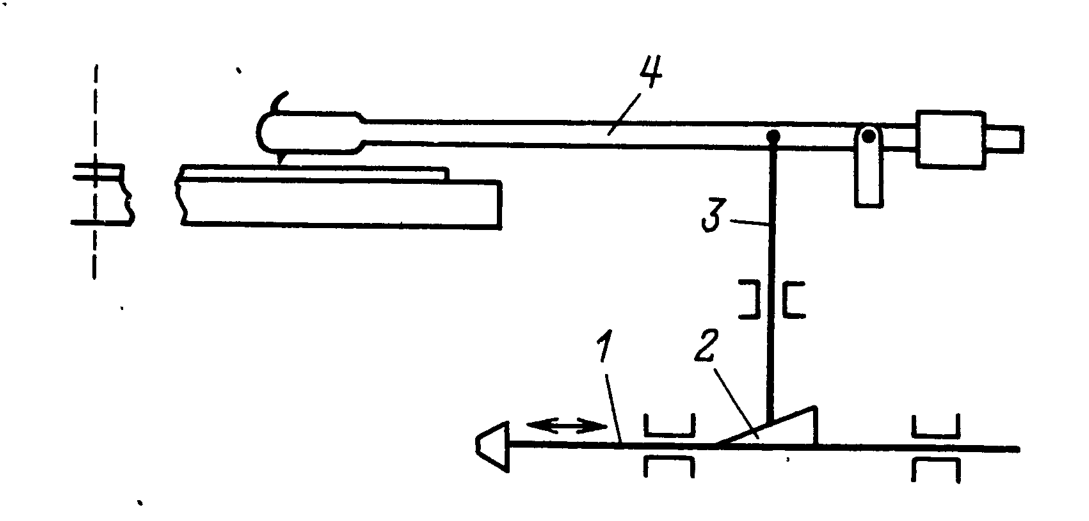


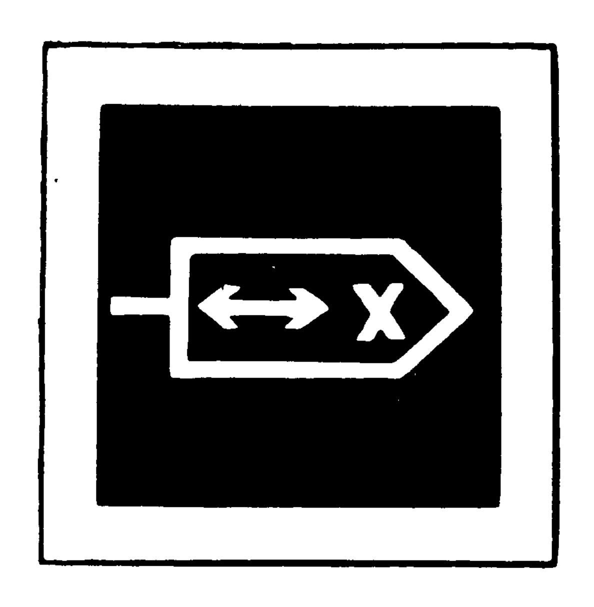
Рис. 4.63

щение штока *1* и связанной с ним детали *2* с наклонной поверхностью вызывает движение опирающегося на эту поверхность толкателя *3* и соответственно подъем или опускание звукоснимателя *4*. Для более плавного действия в кинематическую схему микролифта вводят обычно дополнительное звено подтормаживания толкателя демпфером с вязкой средой.

Иногда микролифт совмещают с устройством, возвращающим звукосниматель в исходное положение после окончания воспроизведения с одной стороны грампластинки*.

---

* Подробные сведения по расчету механизмов ЭПУ приведены в книге Ю. С. Полозова «Механизм электромагнитных устройств». М.: Энергия, 1974.



МАГНИТНАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ

РАЗДЕЛ 5

СОДЕРЖАНИЕ

5.1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ МАГНИТОФОНОВ

Терминология

Основные термины, относящиеся к записи и воспроизведению информации (ГОСТ 13699—80), в частности к магнитной звукозаписи, приводятся здесь в том значении, которое они имеют применительно к бытовым и любительским магнитофонам.

Магнитная запись — процесс преобразования сигналов информации (звуковых сигналов) в пространственное изменение остаточной намагниченности носителя (магнитной ленты) или его отдельных частей с целью последующего воспроизведения информации.

Дорожка записи — намагниченная область носителя (магнитной ленты), образуемая при записи.

Фонограмма — носитель записи после того как на нем произведена звукозапись, например магнитная лента с одной или несколькими дорожками записи; в последнем случае говорят о n-дорожечной (двух-, трех-, четырехдорожечной) магнитной фонограмме (фонограмме на магнитной ленте).

n-дорожечная запись — способ записи, при котором на магнитной ленте одновременно образуются n дорожек записи. В монофонических магнитофонах всегда производится однодорожечная запись, в стереофонических — двухдорожечная. В результате перекладывания и переворачивания катушек или кассеты с лентой, а иногда и переключения магнитных головок получают двух- или четырехдорожечную фонограмму.

Основа — немагнитный слой магнитной ленты, предназначенный для придания ей механической прочности.

Рабочий слой — слой магнитной ленты, предназначенный для сохранения в нем сигналов информации. Он представляет собой застывший лак, содержащий частицы гамма-окисла железа или двуокиси хрома.

Магнитная головка — миниатюрный магнитопровод с обмоткой, взаимодействующий

на очень небольшом участке с магнитной лентой или магнитной фонограммой и осуществляющий запись, воспроизведение, стирание. Соответствующие названия присваиваются головке. Головку, которую в разное время можно использовать для разных процессов, например для записи и воспроизведения, называют *универсальной.* Головку, которую одновременно можно использовать для разных процессов, называют *комбинированной.*

Блок магнитных головок — конструктивно неразъемное объединение двух или более магнитных головок, каждая из которых предназначена для отдельной дорожки записи (например, в стереофоническом магнитофоне); количество дорожек указывают в названии, например «двухдорожечный блок универсальных магнитных головок».

Магнитофон — устройство для записи звука и его воспроизведения (реже только для воспроизведения), действие которого основано на магнитной записи. В бытовых и любительских магнитофонах в качестве носителя применяют магнитную ленту, которая при записи намагничивается магнитной головкой; через обмотку головки проходит ток записываемых сигналов и вспомогательный ток с частотой 60—120 кГц, называемый *током подмагничивания* магнитной ленты. Подмагничивание необходимо для уменьшения нелинейных искажений записи, которые без него очень велики.

n-дорожечный магнитофон — магнитофон, в котором образуется в результате записи или используется при воспроизведении *n*-дорожечная фонограмма.

Переносный магнитофон — магнитофон, приспособленный к перевозкам пассажирским транспортом без принятия специальных мер для его сохранности.

Носимый магнитофон — магнитофон, приспособленный к работе при переносках и при перевозках пассажирским транспортом.

Катушечный магнитофон — магнитофон с магнитной лентой, намотанной на катушки.

Кассетный магнитофон — магнитофон с магнитной лентой, содержащейся в кассете.

Магнитола — конструктивное объединение магнитофона с радиоприемником.

Магниторадиола — конструктивное объединение магнитофона, проигрывателя и радиоприемника.

Диктофон — магнитофон для записи речи и ее диктовки при воспроизведении с конечной целью записи информации от руки или на пишущей машинке.

Лентопротяжный механизм — механизм, приводящий в движение магнитную ленту в магнитофоне.

Рабочий ход — режим работы лентопротяжного механизма, при котором происходит запись или воспроизведение.

Ведущий узел — узел лентопротяжного механизма, приводящий ленту в движение во время рабочего хода. В состав ведущего узла входит *ведущий вал*, к которому лента прижимается обрезиненным *прижимным роликом.*

Подающий узел — узел лентопротяжного механизма, с которого магнитная лента поступает к магнитным головкам во время рабочего хода. Соответственно используют термины: *подающая катушка, подающий сердечник, подающий рулон ленты.*

Приемный узел — узел лентопротяжного механизма, на который поступает лента, прошедшая магнитные головки во время рабочего хода. Соответственно применяют термины: *приемная катушка, приемный сердечник, приемный рулон ленты.*

Подкатушник — узел лентопротяжного механизма, на который устанавливается и с которым сопрягается катушка с магнитной лентой.

Подкассетник — узел лентопротяжного механизма, с которым сопрягается кассета с магнитной лентой.

Лентопротяжный тракт — узлы и детали лентопротяжного механизма, обеспечивающие заданный путь движения магнитной ленты или фонограммы на магнитной ленте.

Инерционный ролик — узел лентопротяжного механизма, приводимый во вращение магнитной лентой, имеющий значительный момент инерции и предназначенный для уменьшения колебаний скорости ленты.

Лентоприжим — узел, прижимающий магнитную ленту к рабочей поверхности магнитной головки (в простейшем виде — плоская пружина с фетровой наклейкой).

Дрейф скорости — нежелательное изменение средней скорости магнитной ленты во время рабочего хода.

Коэффициент колебания скорости ленты — отношение значения (среднеквадратического, квазипикового) колебания скорости к ее среднему значению.

Детонация — искажение звука, возникающее вследствие паразитной ЧМ с частотами в диапазоне примерно 0,2—200 Гц; в магнитофоне детонация вызывается колебаниями скорости ленты.

Коэффициент детонации — коэффициент колебания скорости ленты, измеренный специальным прибором (*детонометром*), содержащим взвешивающий фильтр, который учитывает неодинаковую восприимчивость слуха к ЧМ с разными частотами.

Уровень записи — значение магнитного потока, исходящего из рабочего слоя магнитной фонограммы и замыкающегося через сердечник воспроизводящей магнитной головки, отнесенное (условно) к 1 м ширины дорожки записи. Нормируется т. наз. *номинальный уровень записи*, относительно которого измеряют многие качественные показатели магнитофона и который стараются не очень превышать во время записи во избежание нелинейных искажений. Для определения уровня записи в магнитофоне имеется индикатор уровня, калибруемый с помощью измерительной магнитной ленты (см. примечание, с. 247).

Измерительная магнитная лента — фонограмма на магнитной ленте с записью

измерительных сигналов, используемая для измерения и настройки магнитофонов.

Канал записи магнитофона — усилитель записи и записывающая головка.

Канал воспроизведения магнитофона — головка воспроизведения и усилитель воспроизведения.

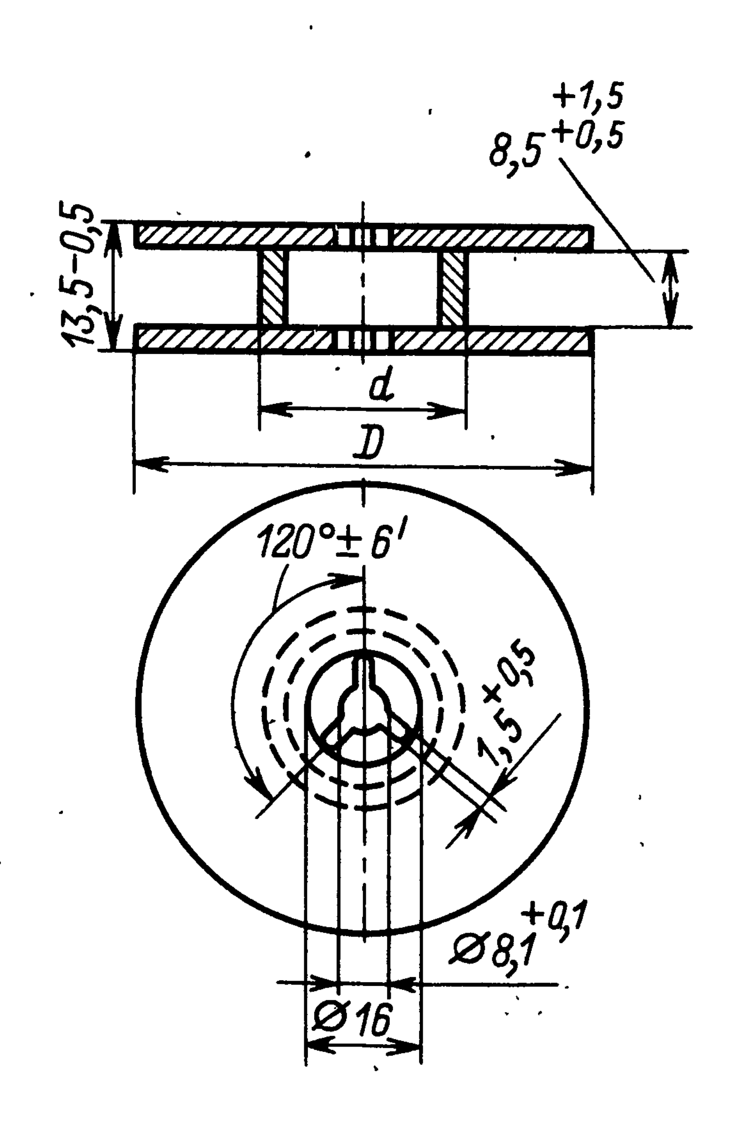


Рис. 5.1

Стандарты на магнитофоны

Катушечные магнитофоны. Любительские магнитофоны должны удовлетворять основным требованиям ГОСТ 12392—71 (с 1983 г. его заменит ГОСТ 24863—81) на бытовые катушечные стационарные, переносные и носимые магнитофоны для того, чтобы обеспечить возможность обмена фонограммами и использования покупных фонограмм промышленного изготовления. Требования ГОСТ следует учитывать при конструировании любительских магнитофонов еще и потому, что они определяют оптимальные сочетания качественных показателей и эксплуатационных свойств.

Таблица 5.1. **Номинальные скорости магнитной ленты в бытовых магнитофонах**

Номинальная скорость, см/с	Класс магнитофонов			
	I	II	III	IV
Обязательная	19,05 9,53	9,53 4,76 или 19,05 9,53	9,53	4,76
Дополнительная (необязательная)	4,76 2,38	19,05 4,76 2,38	4,76 или 2,38	9,53 или 2,38

К числу стандартизованных параметров относятся номинальные скорости магнитной ленты при рабочем ходе (табл. 5.1); требования к лентопротяжным механизмам при обязательных скоростях (табл. 5.2); способ намотки магнитной ленты на катушки типа I (рис. 5.1) — рабочим слоем внутрь рулона; расположение дорожек записи четырехдорожечной фонограммы, показанное со стороны рабочего слоя (рис. 5.2).

При монофонической записи и монофоническом воспроизведении установлена следующая последовательность дорожек записи: 1, 4, 3, 2. Каждый раз при переходе к следующей дорожке катушки

Таблица 5.2. **Параметры лентопротяжных механизмов бытовых магнитофонов**

Параметр	Класс магнитофонов			
	I	II	III	IV
Допустимое отклонение средней скорости ленты от номинальной, %				
19,05 см/с	±2	±2	—	—
9,53 см/с	±2	±2	±2	—
4,76 см/с	—	±2	—	±2
Коэффициент детонации при питании магнитофона от сети, %, не более:				
19,05 см/с	±0,1	±0,15	—	—
9,53 см/с	±0,2	±0,25	±0,3	—
4,76 см/с	—	±0,4	—	—
Коэффициент детонации при питании от автономных источников и универсальном питании, %, не более:				
19,05 см/с	—	±0,3	—	—
9,53 см/с	—	±0,4	±0,4	—
4,76 см/с	—	±0,5	—	±0,6
Максимальный номер катушки для магнитофона при питании от сети	18	15	15	—
Максимальный номер катушки при питании от автономных источников и универсальном питании	—	15	13	10
Длительность перемотки катушки ленты максимального размера при толщине ленты 37 мкм, с, не более:				
при питании от сети	180	225	225	—
при питании от автономных источников и универсальном питании	0,1 времени воспроизведения, соответствующего одной дорожке записи при наибольшей скорости рабочего хода			

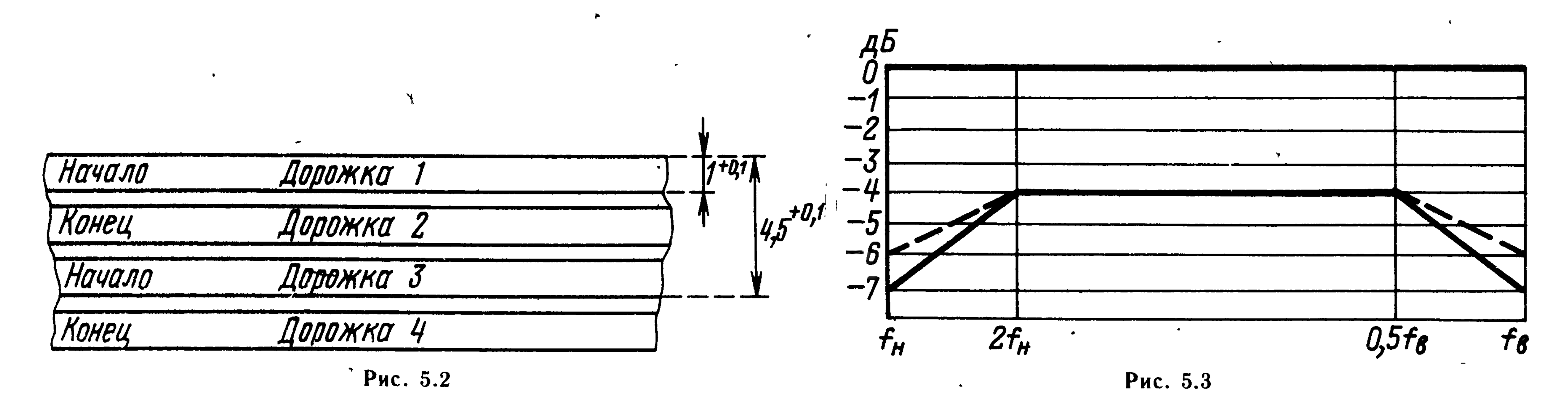


Рис. 5.2

Рис. 5.3

с лентой переворачивают и меняют местами. При переходе от дорожки 4 к дорожке 3, кроме того, переключают головки двухдорожечного блока головок. При стереофонической записи и стереофоническом воспроизведении сначала используют дорожки записи 1 и 3, затем 4 и 2. Дорожки 1 и 4 соответствуют левому, а 2 и 3 — правому каналам. Можно избежать необходимости менять местами катушки с лентой, если предусмотреть в магнитофоне два направления рабочего хода и четырехдорожечный блок магнитных головок с соответствующей коммутацией головок.

ГОСТ 12392—71 определяет ряд других важных качественных показателей по классам качества. Стереофонические магнитофоны с сетевым питанием изготавливают классов I и II; с универсальным питанием и питанием от автономных источников — класса II. Монофонические магнитофоны с любым питанием изготавливают классов II и III, а носимые — классов III и IV. Для бытовых магнитофонов в зависимости от скорости ленты установлены следующие номинальные уровни записи*: 19,05 см/с — 320 нВб/м; 9,53 см/с и 4,76 см/с — 250 нВб/м. При этих уровнях и частоте записываемого сигнала 400 Гц измеряется коэффициент третьей гармоники и отношение сигнал/помеха. Основные качественные показатели бытовых магнитофонов, измеренные на линейном выходе магнитофона для различных классов приведены в табл. 5.3. В указанных в таблице частотных диапазонах АЧХ канала воспроизведения по измерительной магнитной ленте и АЧХ канала записи—воспроизведения должны укладываться в поле допусков, представленном на рис. 5.3 (здесь $f_н$ и $f_в$ — нижняя и верхняя границы частотного диапазона; штриховая линия соответствует классу I).

В магнитофонах класса I обязательны дистанционный пуск и останов ленты, счетчик ленты, автостоп, выключающий лентопротяжный механизм при окончании или обрыве ленты, устройство для чистки движущейся ленты от пыли, спаренный регулятор усиления в обоих стереофонических каналах, действующий только при записи, спаренный регулятор усиления при воспроизведении, а также регулятор баланса усиления (стереобаланс), раздельные регуляторы тембра по НЧ и ВЧ и регулятор громкости, действующие только при прослушивании через громкоговорители магнитофона.

Внешние электрические цепи звуковой частоты должны подсоединяться к магнитофону с помощью соединителей по ГОСТ 12368—78, состоящих из вилок и розеток.

Около органов управления и соединителей ставят условные функциональные обозначения (символы и надписи), установленные ГОСТ 20837—75. Некоторые из них приведены на рис. 5.4.

Кассетные магнитофоны. Бытовые магнитофоны этого вида (ГОСТ 20838—75; с 1983 г. вступает ГОСТ 24863—81) изготавливают с одной обязательной номинальной скоростью рабочего хода ленты 4,76 см/с четырех классов. В кассетах копланарного типа (ГОСТ 20492—75), содержащих два сердечника для ленты, расположенных в одной плоскости (рис. 5.5), рабочим слоем нару-

Таблица 5.3. **Электрические качественные показатели бытовых магнитофонов**

Параметр	Класс магнитофонов			
	I	II	III	IV
Коэффициент третьей гармоники при частоте 400 Гц, %, не более	2,5	3,5	3,5	4
Отношение сигнал/помеха, дБ, не менее	45	42	39	37
Частотный диапазон, Гц, при скорости:				
19,05 см/с	40—20 000	40—16 000	—	—
9,53 см/с	40—18 000	63—12 500	63—12 500	—
4,76 см/с	—	63—6300	—	80—6300
Рассогласование АЧХ стереоканалов, дБ, не более	5	5	—	—
Относительный уровень проникания из одного стереоканала в другой, дБ, не выше, на частотах:				
80 Гц	—20	—20	—	—
1000 Гц	—35	—35	—	—
8000 Гц	—24	—24	—	—

* В новом стандарте указанные значения используются как опорные уровни записи. Номинальные уровни превышают опорные.



Рис. 5.4

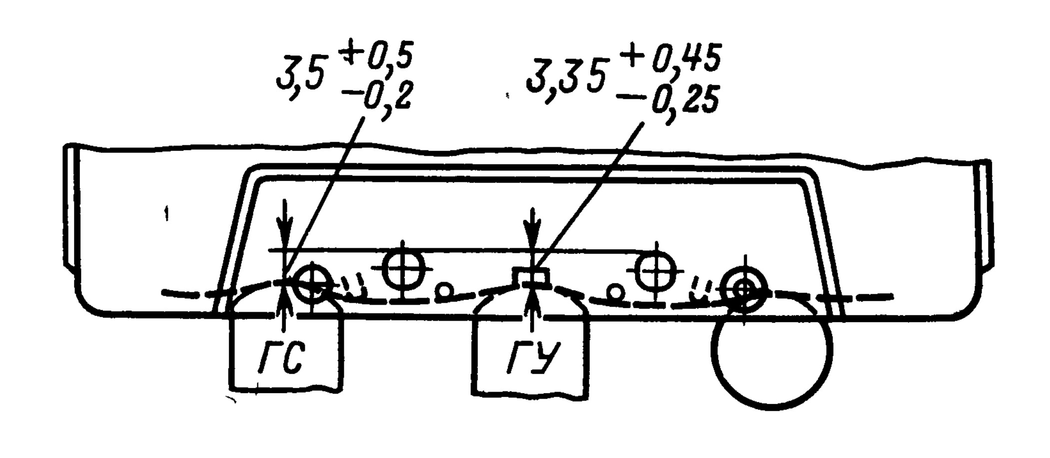


Рис. 5.6

Рис. 5.7

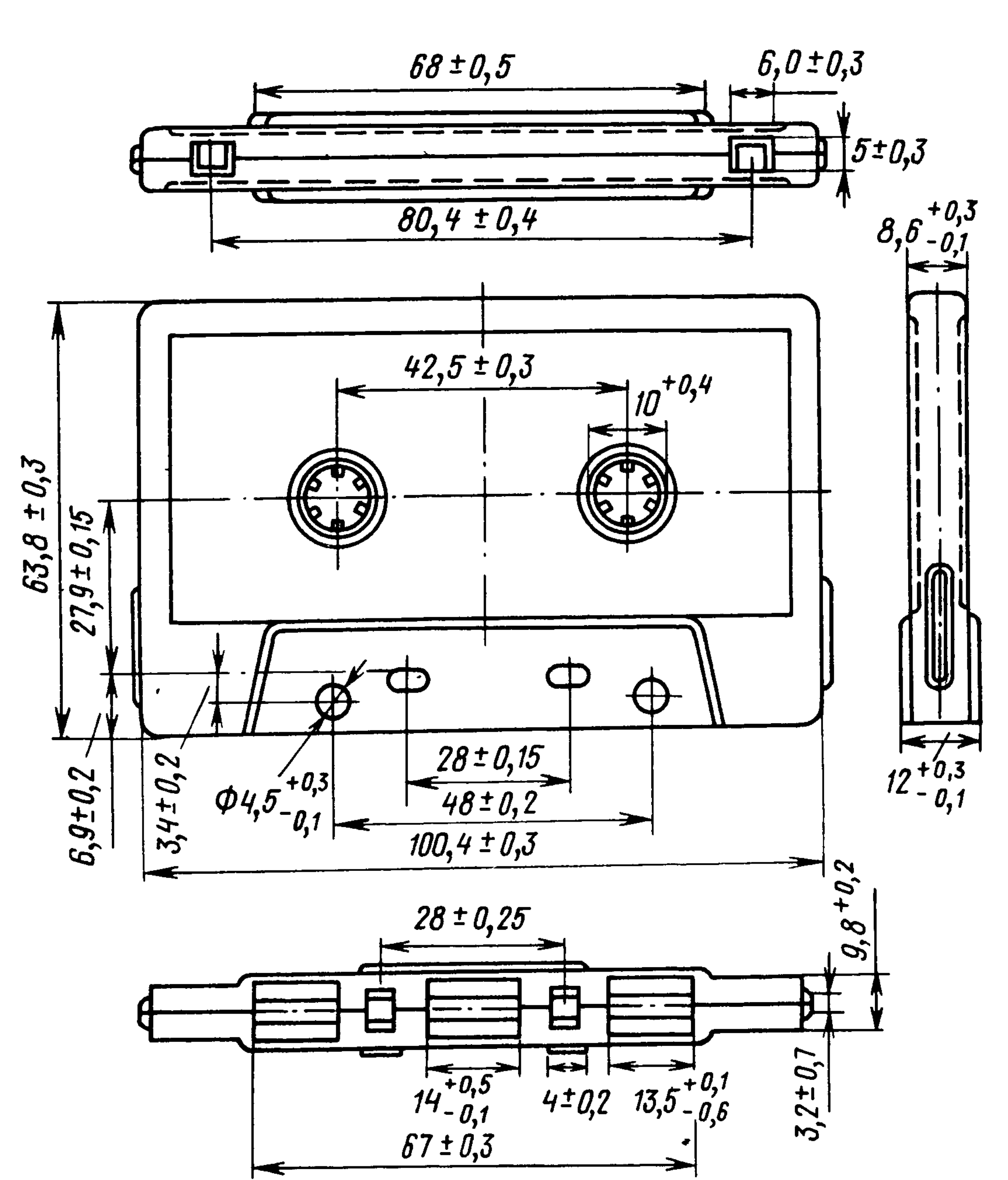


Рис. 5.5

жу намотана магнитная лента шириной 3,81 мм. В зависимости от общей толщины ленты (27 или 18 мкм) длительность рабочего хода в одном направлении может достигать соответственно 30 или 45 мин. Расположение дорожек записи на ленте показано со стороны рабочего слоя на рис. 5.6. Дорожки 1 и 2 используют одновременно при одном направлении движения ленты (сторона кассеты 1), дорожки 3 и 4 — при другом (сторона кассеты 2). При монофонической записи указанные пары дорожек (включая иногда промежутки между ними) содержат одинаковые сигналы записи. При стереофонической записи дорожки 1 и 4 должны содержать сигналы записи, воспроизводимые через левый (глядя от слушателя) громкоговоритель.

Кроме того существуют нестандартные кассеты с двумя соосными катушками, кассеты с бесконечным рулоном, кассеты с петлей ленты.

Для лентопротяжных механизмов кассетных магнитофонов и кассет нормированы, кроме того, следующие требования: 1) диаметр ведущего вала не должен превышать 3 мм; 2) давление лентоприжима на универсальную магнитную головку должно составлять (5—15) $\cdot 10^3$ Па; 3) кассета должна устанавливаться в магнитофоне только на посадочные поверхности; 4) момент трения полного рулона ленты в кассете не должен быть более $2,7 \cdot 10^{-3}$ Н · м. При тормозном моменте $0,8 \cdot 10^{-3}$ Н · м, приложенном к подающему сердечнику при минимальном диаметре намотанного на него рулона, момент, который надо приложить к полному рулону на приемном сердечнике, чтобы стронуть ленту с места, не должен превышать $5,5 \cdot 10^{-3}$ Н · м.

Магнитные головки устанавливают относительно кассеты, как это показано на рис. 5.7; направляющие для ленты располагают в местах по обеим сторонам выреза для головки. На торцевой стороне кассеты, противоположной вырезам для головки, расположены две небольшие полости, называемые *карманами*. Каждая полость закрыта пластмассовым *упором*. В некоторых кассетных магнитофонах имеются специальные рычаги, которые заходят в карман, если упор предварительно выломан. Это используется либо для автоматической защиты фонограммы от случайного стирания, либо для автоматического изменения режима записи в зависимости от типа ленты в кассете.

Структурные схемы магнитофонов

Большинство бытовых и любительских магнитофонов имеют универсальный усилитель, т. е. усилитель, работающий и при записи, и при вос-

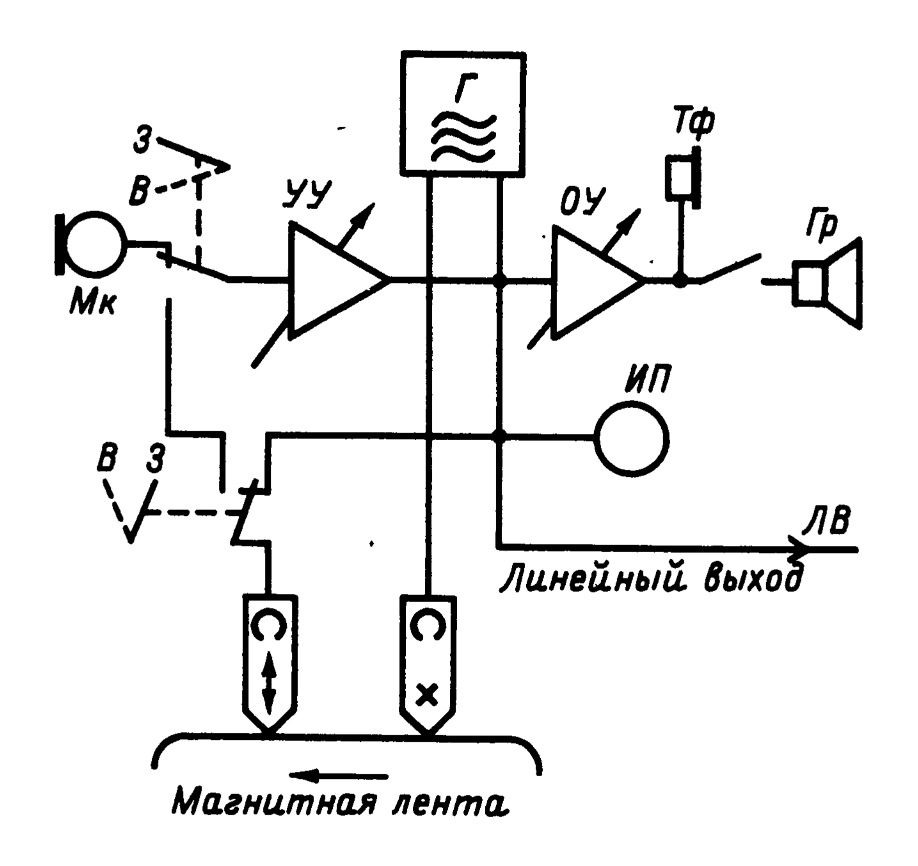


Рис. 5.8

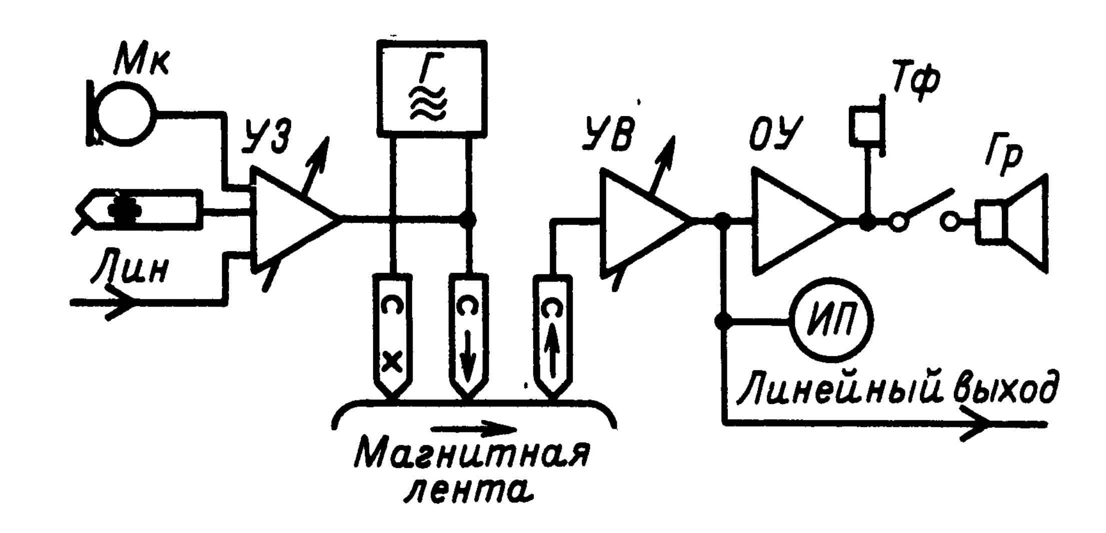


Рис. 5.9

произведении (рис. 5.8). При переходе от воспроизведения *В* к записи *З* производится необходимая коммутация на входе и выходе усилителя *УУ*, изменяется его АЧХ и включается ВЧ генератор *Г*. Оконечный усилитель *ОУ* и громкоговоритель *Гр* позволяют осуществлять слуховой контроль при записи и последующее воспроизведение через громкоговоритель. Если микрофон во время записи расположен вблизи магнитофона, контроль через громкоговоритель невозможен, т. к. приводит к акустическому самовозбуждению. Тогда громкоговоритель выключают, и контроль ведут на головные телефоны *ТФ*.

Уровень записи измеряют индикатором *ИП*, включенным на выход универсального усилителя. К тому же выходу подключают универсальную магнитную головку. Благодаря такому включению показания индикатора не зависят от громкости слухового контроля, которая регулируется усилением оконечного усилителя. Выход универсального усилителя (т. наз. линейный выход магнитофона) соединяют с внешним соединителем и используют для подключения другого магнитофона при перезаписи или внешнего громкоговорящего агрегата. Действующее значение напряжения на этом выходе должно достигать 0,25—0,5 В при сопротивлении нагрузки не менее 10 кОм.

Кроме показанного на рис. 5.8 микрофонного входа магнитофон содержит еще входы для подключения звукоснимателя (или линейного выхода другого магнитофона), радиоприемника (телевизора) и трансляционной линии проводного вещания. Микрофонный вход должен иметь сопротивление не меньшее, чем номинальное сопротивление нагрузки применяемого микрофона, а напряжение на этом входе принимают равным напряжению, развиваемому микрофоном на нагрузке с номинальным сопротивлением при звуковом давлении 0,2 Па.

Входные напряжения и сопротивления для других входов равны соответственно: *Звукосниматель* 150—500 мВ, $R_{вх} > 400$ кОм; *Радиоприемник* 10—30 В, $R_{вх} > 25$ кОм; *Трансляционная линия* 10—30 В, $R_{вх} > 10$ кОм.

Другая, более совершенная структурная схема магнитофона (рис. 5.9) содержит раздельные усилители и раздельные магнитные головки записи и воспроизведения. В результате образуется *сквозной канал*, позволяющий непосредственно в процессе записи контролировать ее качество. В усилителе записи *УЗ* осуществляются *частотные предыскажения* записываемых сигналов, и мощность сигналов доводится до величины, достаточной для нормальной работы записывающей головки. В усилителе воспроизведения *УВ* проводится предварительное усиление сигналов, вырабатываемых воспроизводящей головкой, и их *частотная коррекция*. Выход *УВ* соединен с индикатором уровня записи (*ИП*) и линейным выходом магнитофона. Остальные составные элементы — те же, что и в схеме на рис. 5.8. Иногда для более точной слуховой оценки качества записи в усилитель вводят переключатель, позволяющий соединять вход оконечного усилителя или с выходом *УВ*, или с промежуточным выходом *УЗ* (до того места в его схеме, где осуществляются частотные предыскажения). Это позволяет сравнивать звучание до и после записи.

Структурная схема стереофонического магнитофона образуется из двух рассмотренных структурных схем монофонических магнитофонов; общий для обоих каналов записи ВЧ генератор делают более мощным (2—3 Вт). При синфазных входных сигналах сигналы, записанные на дорожках, должны быть также синфазными, что достигается применением двухдорожечного блока магнитных головок записи, у которых рабочие зазоры расположены вдоль общей прямой, образующей с направлением движения ленты угол $90° \pm 8'$. Аналогичный по конструкции и установке блок головок используется и для воспроизведения. Возможно также использование одного блока универсальных магнитных головок.

Для получения правильной картины размещения источников звука в пространстве при стереофоническом воспроизведении усиление должно регулироваться при записи и при воспроизведении одинаково и одновременно в обоих каналах. Так же регулируется и тембр при воспроизведении. Кроме того, необходимо предусмотреть стереобаланс. По тем же причинам в стереофоническом магнитофоне должны незначительно различаться между собой по всем видам потерь магнитные головки, входящие в разные стереоканалы. Вырав-

нивание их показателей сильно различающимися частотными предыскажениями и коррекцией недопустимо.

Запись с наложением. Так называют записи речевых пояснений на фоне ранее записанной музыки. Для такой записи головку стирания отключают и поэтому сигналы прежней записи на ленте лишь частично стираются полем подмагничивания записывающей (универсальной) головки. Для записи с наложением в магнитофоне следует предусмотреть переключатель, отключающий головку стирания и заменяющий ее резистором. Сопротивление резистора подбирают так, чтобы ток (напряжение) подмагничивания при переключениях не изменялся.

Диктофоны

Диктофоны широкого применения изготавливаются промышленностью в соответствии с требованиями ГОСТ 14907—78. От магнитофона диктофон отличается следующим:

1. В качестве носителя записи используются ленты (на катушках и в кассетах), а также магнитные диски диаметром 155 мм и магнитные манжеты шириной 88,9 мм диаметром 97 мм. Для магнитных лент применяют скорости 4,76; 2,38 см/с или скорости, изменяющиеся в широких пределах от начала к концу ленты, но по одному и тому же закону при записи и при воспроизведении.

2. Требования к качеству звукозаписи понижены, т. к. диктофон должен лишь разборчиво передавать речь при воспроизведении. Вполне достаточен частотный диапазон от 200—300 Гц до 3—5 кГц, коэффициент детонации до 3%, относительный уровень шумов — 30 дБ, коэффициент гармоник до 7%. Важным дополнительным требованием является разборчивость слогов; она должна составлять 70—90%.

3. Для упрощения записи совещаний и конференций, когда выступающие могут находиться на разном расстоянии от микрофона, в диктофонах часто устанавливают АРУ для записи. Благодаря этому при изменении входного напряжения на 25 дБ уровень записи изменяется только на 6 дБ. Время срабатывания АРУ 5—200 мс, время восстановления — не менее 0,5 с.

4. Для упрощения записи речи, поступающей с большими паузами, например записи телефонных переговоров, распоряжений диспетчера и др., в диктофонах предусматривают автоматический пуск носителя после появления входного сигнала (длительность пуска не более 0,15 с) и автоматический останов через 2—6 с после прекращения сигнала.

5. При воспроизведении во время буквенной перезаписи механизм диктофона работает в старт-стопном режиме, т. е. его рабочий ход включается на непродолжительное время, затем выключается; при необходимости повторения механизм реверсируется (происходит так называемый *откат*), снова включается и т. д. Нормальная скорость носителя должна достигаться достаточно быстро ($<0,35$ с), так же быстро должен происходить останов ($<0,1$ с). Подобный режим работы с числом включений до двух-трех в минуту требует особо прочной конструкции механизма.

6. Для облегчения буквенной перезаписи в диктофоне предусматривается дистанционное управление механизмом при воспроизведении с помощью ножной педали или небольшого клавишного устройства, которое можно закрепить на пишущей машинке. Такое управление позволяет легко включить, выключить и повторить воспроизведение, не отвлекаясь от работы на машинке или от перезаписи вручную. В некоторых диктофонах после каждого останова носителя он автоматически передвигается в обратном направлении на небольшое расстояние. Благодаря этому воспроизведение начинается с повторения части предыдущей группы слов, что облегчает понимание речи. Иногда применяют *автоповтор*, при включении которого автоматически осуществляют откат и последующее включение воспроизведения.

5.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УЗЛОВ МАГНИТОФОНОВ

Усилители

Простейший универсальный усилитель для односкоростного носимого магнитофона (рис. 5.10) содержит каскады предварительного усиления на транзисторах T_1 и T_2 и каскады дополнительного усиления на транзисторах T_3 и T_4. Связь между транзисторами T_1 — T_2, а также T_3 — T_4 непосредственная. Переключатель рода работы B_1 изменяет режим работы усилителя в соответствии с выполняемой функцией (здесь и далее этот переключатель показан в режиме «Воспроизведение»). Группы $B_{1а}$ — $B_{1в}$ этого переключателя подключают ко входу усилителя либо универсальную магнитную головку *ГУ*, либо делитель входного напряжения. В режиме записи через группу $B_{1в}$ к универсальной головке подается ток записи и ток подмагничивания от генератора *ВЧП*.

Каскады усиления попарно охвачены ООС. В предварительном усилителе, имеющем линейную АЧХ, таких связей две. Напряжение одной из них снимается с коллектора транзистора T_2 и через конденсатор C_5 подводится к его базе, благодаря чему ограничивается усиление верхних звуковых частот за границами рабочего диапазона и тем самым уменьшаются характерные для магнитной записи звука помехи на верхних частотах. Напряжение другой ООС также снимается с коллектора транзистора T_2 и через группу $B_{1г}$ подводится к эмиттеру транзистора T_1. С помощью этой ООС устанавливается общий коэффициент усиления усилителя, причем в режиме воспроизведения подстроечным резистором R_6 устанавлива-

ют на линейном выходе напряжение 0,25—0,5 В. В дополнительном усилителе ООС используется для коррекции АЧХ. Ее напряжение снимается с коллектора транзистора T_4 и через группу $B_{1д}$ и цепочки $R_{16}C_9$ или $R_{15}C_{11}C_{12}$ подводится к эмиттеру транзистора T_3, осуществляя тем самым подъем АЧХ в области нижних звуковых частот. Подъем АЧХ в области верхних звуковых частот происходит благодаря включению в цепь коллектора транзистора T_4 контура LC_{14}, настроенного на верхнюю граничную частоту рабочего диапазона частот. В режиме записи этот контур шунтируется резистором R_{17}, что приводит к некоторому уменьшению усиления на верхних частотах. Указанные на схеме значения элементов коррекции АЧХ соответствуют постоянным времени τ_1 = = 120 и τ_2 = 1590 мкс, стандартизованным для скорости ленты 4,76 см/с. В качестве регулятора уровня записи и громкости воспроизведения используется переменный резистор R_{11}.

Усилитель для переносного или стационарного магнитофона с питанием от электросети переменного тока (рис. 5.11) отличается от усилителя для односкоростного носимого магнитофона

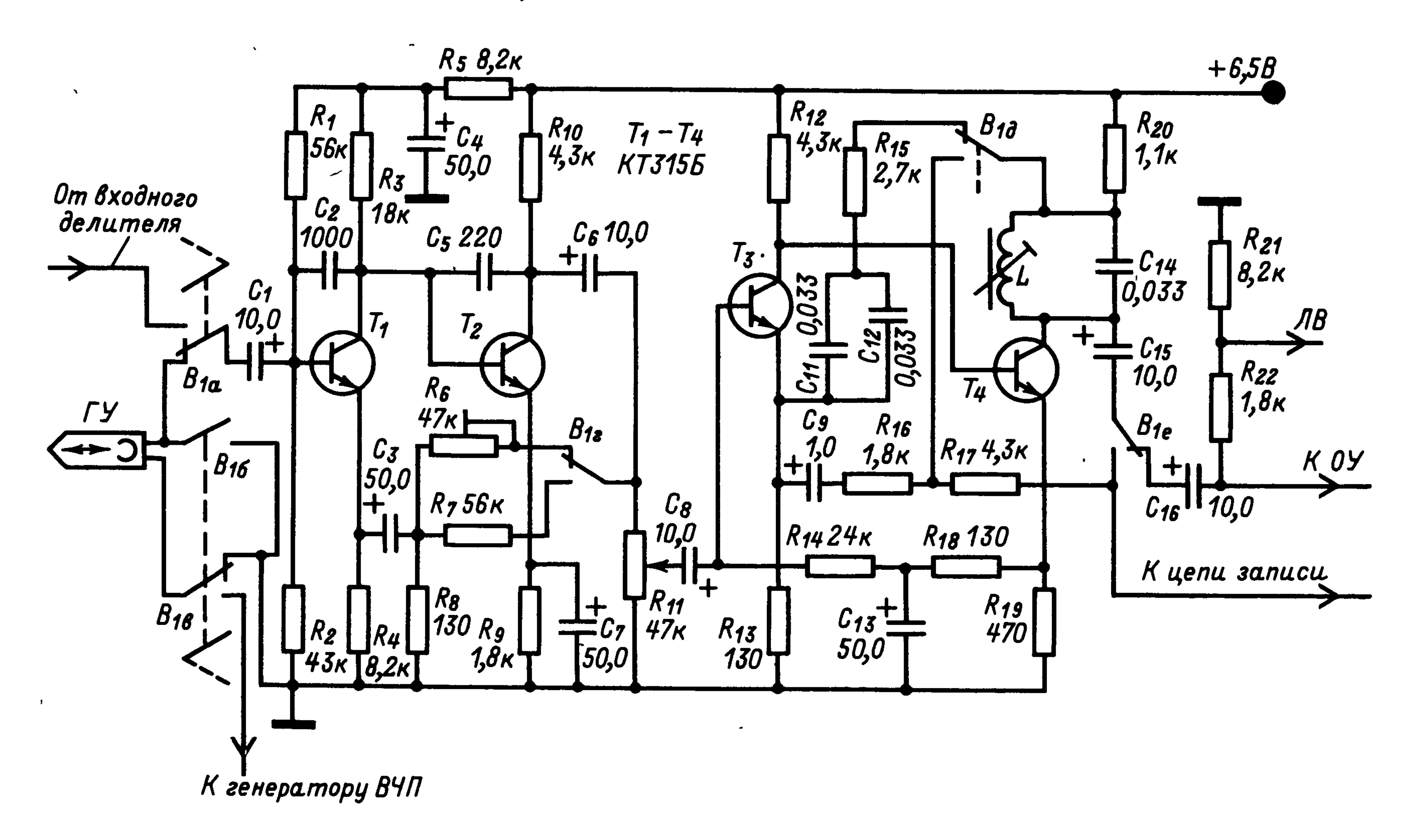


Рис. 5.10

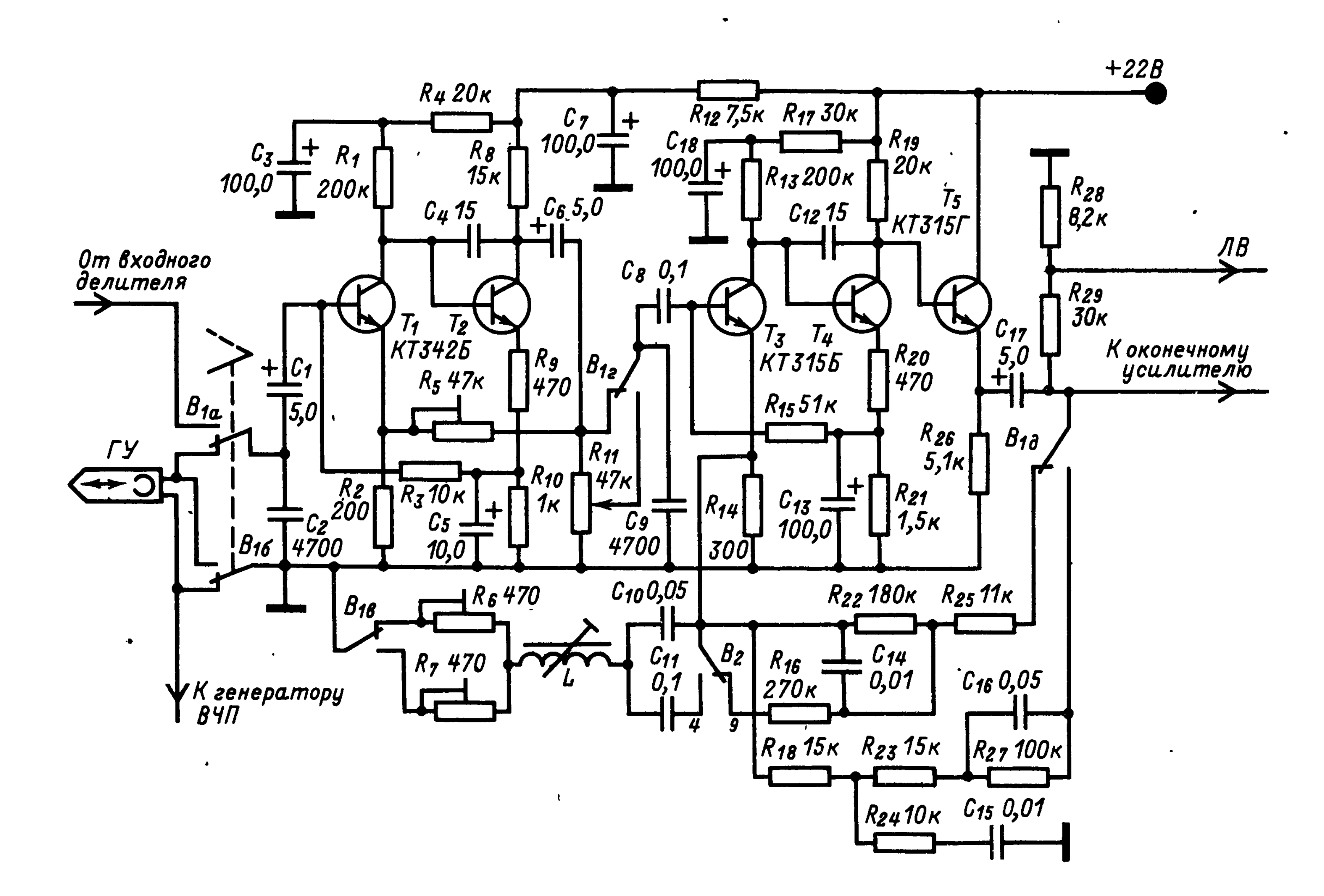


Рис. 5.11

(см. рис. 5.10) наличием эмиттерного повторителя на транзисторе T_5, обеспечивающего пониженное выходное сопротивление.

С помощью подстроечных резисторов R_6 и R_7 в зависимости от режима работы устанавливают требуемый подъем АЧХ в области верхних звуковых частот. Общий коэффициент усиления, устанавливаемый подстроечным резистором R_5, одинаков для обоих режимов. Переключатель B_2 изменяет цепи частотной коррекции в зависимости от скорости движения ленты. Указанные на схеме значения элементов рассчитаны на такие же постоянные времени, как и в усилителе на рис. 5.11 для скорости 4,76 см/с и на постоянные времени $\tau_1 = 90$ и $\tau_2 = 3180$ мкс для скорости 9,53 см/с. Переменный резистор R_{11} служит только для изменения уровня записи. Регулятор громкости воспроизведения в этом случае располагают на входе оконечного усилителя.

Усилитель на рис. 5.12 рассчитан на использование в двухскоростном магнитофоне с питанием от сети переменного тока или батареи при скоростях магнитной ленты 19,05 и 9,53 см/с с постоянными времени τ_1 70 и τ_2 140 мкс соответственно. Отличие от предыдущего усилителя заключается в использовании в цепи коррекции двойного Т-образного моста для подъема АЧХ в области верхних звуковых частот. Подстроечные резисторы R_{33} и R_{34} предназначены для регулировки подъема АЧХ в режиме воспроизведения, а резисторы R_{35} и R_{36} — в режиме записи. Подстроечным резистором R_{14} устанавливают напряжение на линейном выходе *ЛВ*. Переменный резистор R_{17} служит регулятором уровня записи.

В бытовых магнитофонах широко применяют усилители в интегральном исполнении (интегральные модули ИМ). В магнитофонах используют как операционные усилители, так и специальные ИМ серии К237, разработанные для носимых кассетных магнитофонов.

Схема одного из подобных универсальных усилителей, в котором используется операционный усилитель, показана на рис. 5.13. Она включает предварительный линейный усилитель, построенный на малошумящем транзисторе T_1, и дополнительный корректирующий усилитель, работающий на ИМ A_1, и предназначена для работы при скоростях ленты 4,76; 9,53 и 19,05 см/с. Линейный усилитель собран по схеме ОЭ. Сигнал, усиленный линейным усилителем, через группу $B_{1а}$ переключателя рода работы B_1 подается на неинвертируемый вход ИМ (вывод *5*). К инвертируемому входу ИМ (вывод *4*) подключены элементы коррекции, включенные в цепь ООС, охватывающей ИМ. Напряжение ООС снимается с выхода ИМ (вывод *10*) и подается на инвертирующий вход. В области верхних звуковых частот коррекция осуществляется последовательным контуром, состоящим из катушки *L*, конденсаторов C_5 — C_7, поочередно включаемых на различных скоростях, и резисторов R_{10} — R_{15}, с помощью которых устанавливается необходимый подъем АЧХ. На скорости 4,76 см/с в режиме воспроизведения к катушке *L* переключателем B_2 подключаются конденсатор C_5 и резистор R_{10}, на скорости 9,53 см/с — конденсатор C_6 и подстроечный резистор R_{13} и на скорости 19,05 см/с — переключателем B_3 конденсатор C_7 и подстроечный резистор R_{15}. В режиме записи соответственно включаются резисторы R_{11}, R_{12} и R_{14}. Коррекция нижних звуковых частот в режиме записи общая для всех скоростей задается цепью $R_{20}C_9$. В режиме вос-

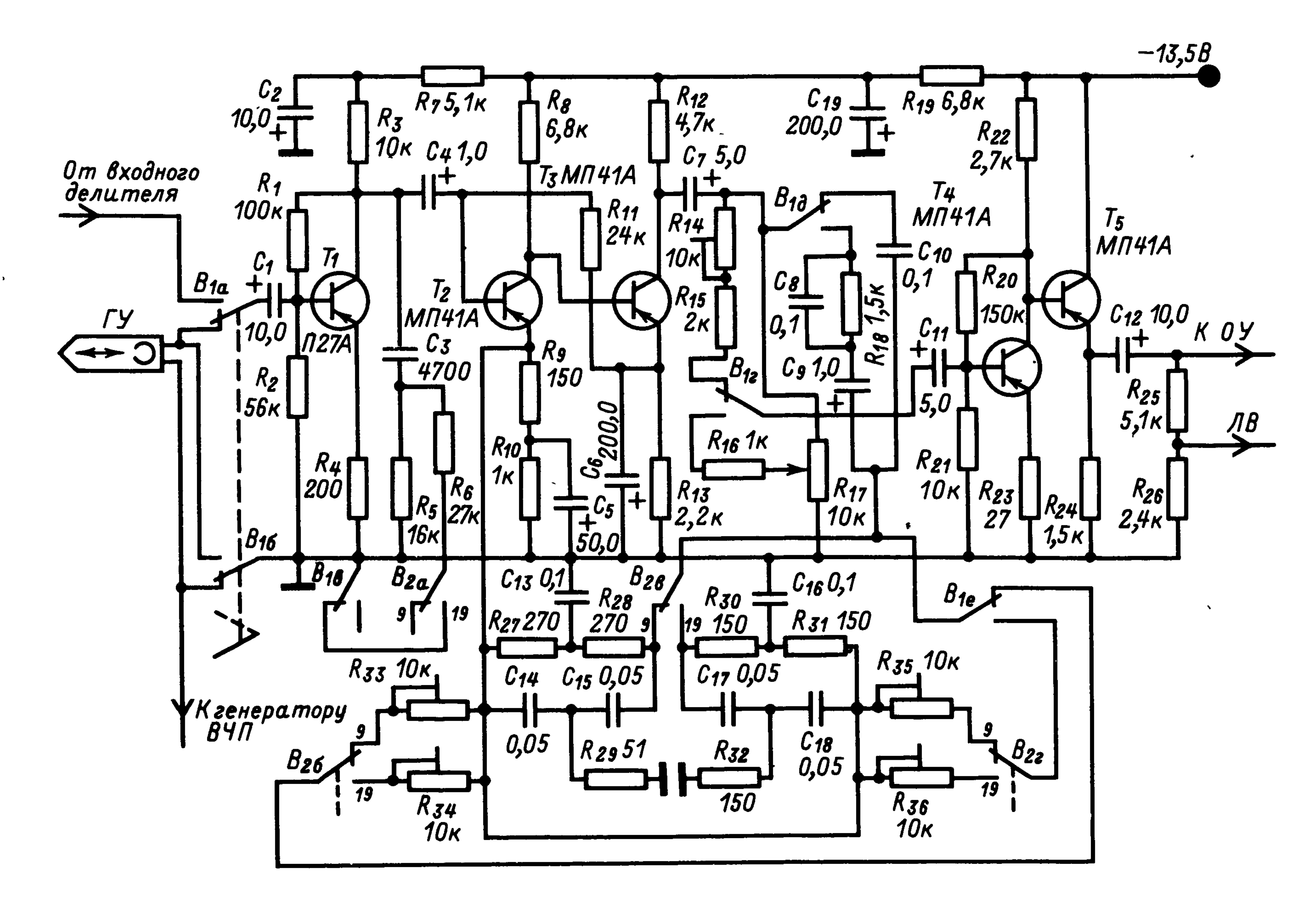


Рис. 5.12

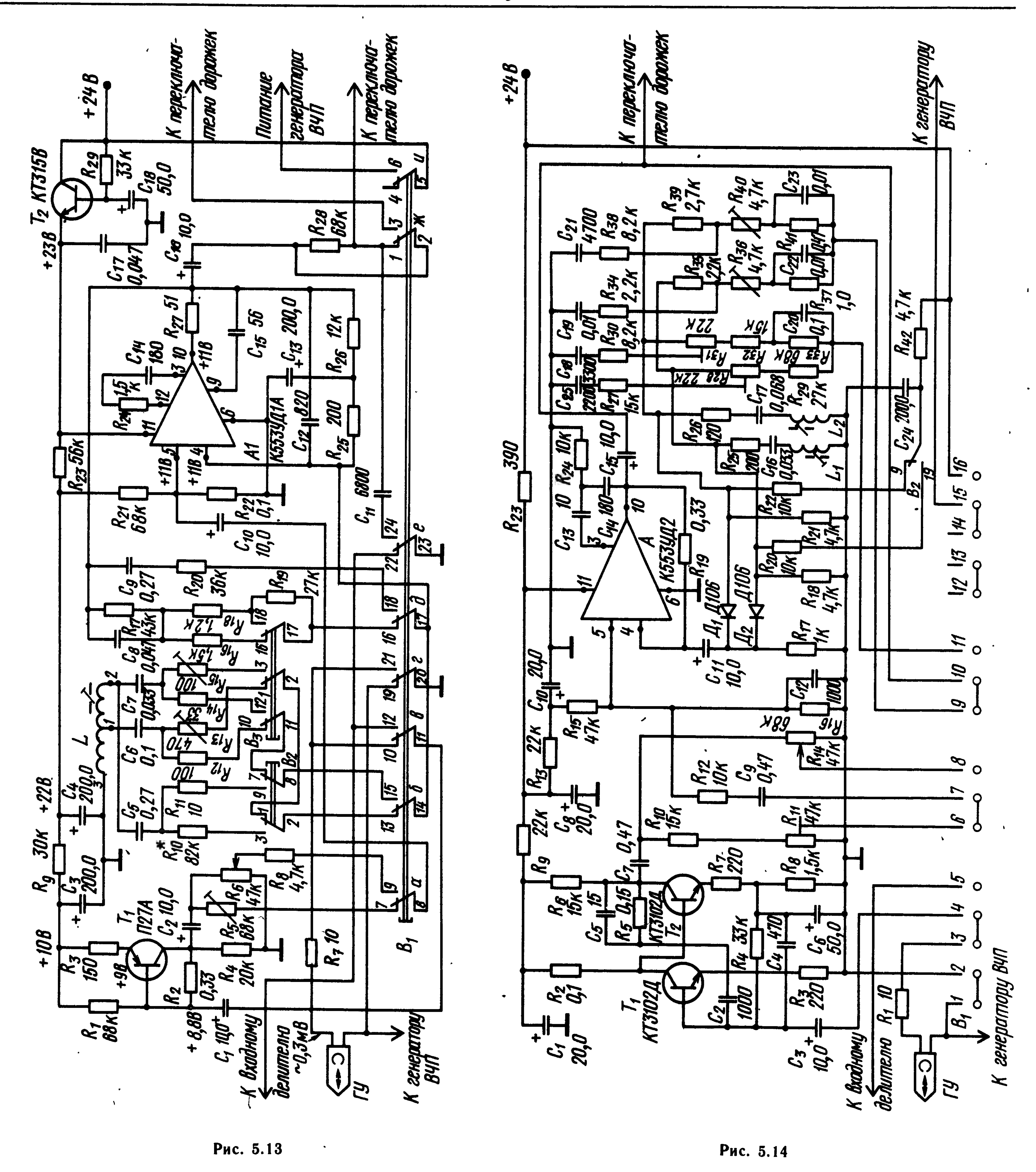


Рис. 5.13

Рис. 5.14

произведения коррекция нижних и средних звуковых частот осуществляется цепью R_{16} — $R_{18}C_8$ на скоростях 4,76 и 9,53 см/с и цепью $R_{17}R_{18}C_8$ на скорости 19,05 см/с. Цепь $R_{24}C_{14}$ и конденсатор C_{13} служат для устранения фазовых искажений в ИМ, а конденсатор C_{12} — для ограничения усиления верхних звуковых частот и устранения тем самым возможного возбуждения ИМ. Еще одна цепь — $R_{25}R_{26}C_{13}$ — стабилизирует работу ИМ благодаря глубокой ООС по постоянному току. Конденсатор C_{11} и резистор R_{28} осуществляют коррекцию при прослушивании сигнала во время записи. Транзистор T_2 совместно с конденсатором C_{18} и резистором R_{29} образуют электронный фильтр питающего напряжения. Напряжение на линейном выходе в режиме воспроизведения устанавливают подстроечным резистором R_5, а в режиме записи между линейным и корректирующим усилителями включается регулятор уровня записи — переменный резистор R_6.

Другой аналогичный усилитель, рассчитанный для работы на скоростях 9,53 и 19,05 см/с, показан на рис. 5.14. Он отличается от предыдущего тем, что линейный усилитель построен на двух малошумящих транзисторах T_1 и T_2, корректирующие цепи на разных скоростях независимы одна от другой и включаются электронными ключами, в качестве которых используются диоды $Д_1$ и $Д_2$.

На скорости 19,05 см/с, для которой постоянная времени $\tau = 70$ мкс, подъем на верхних звуковых частотах осуществляется контуром $L_1C_{16}R_{25}$, а регулировка в области верхних и средних звуковых частот в режиме записи подстроечным резистором R_{28} и в режиме воспроизведения — резистором R_{36}. В этом же режиме подъем нижних звуковых частот производится цепью $R_{27}C_{22}$. На скорости 9,53 см/с, постоянные времени для которой должны быть $\tau_1 = 90$ и $\tau_2 = 3180$ мкс соответственно, включаются контур $L_2C_{17}R_{26}$ и цепи $C_{18}C_{20}R_{30}$ — R_{33} при записи и $C_{21}C_{23}R_{38}$ — R_{41} при воспроизведении. Переключение цепей коррекции в зависимости от скорости ленты производится переключателем B_2. Фазовые искажения в ИМ устраняются с помощью цепи $C_{13}C_{14}R_{24}$. Одновременно конденсатор C_{14} устраняет возможное возбуждение на СВЧ. Стабилизация ИМ путем глубокой ООС осуществляется резистором R_{19}. Напряжение на линейном выходе в режиме воспроизведения устанавливается подстроечным резистором R_{11}, а в режиме записи между линейным и корректирующим усилителями переключателем рода работы B_1 включается регулятор уровня записи — переменный резистор R_{14}. Питание на ИМ подается через дополнительный развязывающий фильтр $C_{10}R_{13}$.

Рассмотренные усилители применяют как в монофонических, так и в стереофонических магнитофонах. В последнем случае необходимы два усилителя. Для магнитофона со сквозным каналом можно использовать те же схемы, оставив в каждом из усилителей цепи коррекции для одного вида работы (записи или воспроизведения).

Усилители по приведенным схемам рассчитаны на работу с магнитными головками, индуктивность которых равна 30—100 мГ. Напряжение на линейном выходе должно иметь значение от 0,25 до 0,5 В, а напряжение, подводимое ко входу оконечного усилителя, 0,5—1,5 В.

Автоматические устройства

Автоматическое регулирование уровня записи (АРУЗ) применяют для того, чтобы облегчить запись программ с микрофона в магнитофонах и особенно в диктофонах. В радиолюбительских условиях запись на магнитофон программ с РВ или ТВ приемника или с граммофонной пластинки довольно проста, т. к. достаточно установить уровень записи в моменты наиболее громкого звучания. Объясняется это тем, что звукорежиссером на студии уже отрегулирован уровень и каких-либо неожиданностей возникнуть не может. Другое дело, когда приходится проводить «живую» запись с микрофона. Во избежание неопределенных изменений уровня сигнала в этом случае все время необходимо следить за показаниями индикатора уровня записи и почти непрерывно регулировать уровень сигнала, подаваемого на запись. Но при самом тщательном регулировании избежать кратковременных превышений максимального уровня записи не всегда удается. Можно, конечно, заранее уменьшить уровень записи, оставив резерв на непредвиденное увеличение входного сигнала, однако это приведет к уменьшению динамического диапазона записи из-за ухудшения соотношения сигнал/шум.

Если в РВ и ТВ приемниках АРУ поддерживает определенное соотношение между входным сигналом и напряжением на нагрузке детектора, то цепь АРУЗ в магнитофоне призвана поддерживать напряжение на выходе усилителя записи практически на неизменном уровне, когда входной сигнал достигает определенного уровня или превосходит его. Говоря иначе, цепь АРУЗ в магнитофоне должна иметь амплитудную характеристику ограничителя.

Используемые в магнитофонах цепи АРУЗ различаются по назначению и в зависимости от этого отличаются качественными показателями и временными характеристиками. Особенно важны временные характеристики, от которых зависит степень искажения сигнала. Так, для записи речевых программ время срабатывания обычно выбирают от 5 до 25 мс, а время восстановления от 0,5 до 10 с.

Цепи АРУЗ, применяемые в магнитофонах, различают еще и по способу подачи управляющего напряжения. Известны три способа подачи управляющего напряжения: *прямое регулирование*, когда управляющее напряжение снимается со входа усилителя, усиливается вспомогательным усилителем, выпрямляется, фильтруется и в требуемой полярности подается на регулирующий элемент; *обратное регулирование*, когда управляющее напряжение снимается с выхода усилителя, выпрямляется, фильтруется и в требуемой полярности подается на регулируемый каскад; *смешанное регулирование*, когда используются оба предыдущих способа.

В авторегуляторе по схеме на рис. 5.15 используется прямое регулирование. Подаваемый на запись сигнал усиливается транзистором T_1 и распределяется по двум ветвям. Через одну из них, состоящую из резисторов R_6 и R_{16} и конденсатора C_8, сигнал поступает непосредственно на базу транзистора T_4. Через цепь C_3R_5 сигнал подводится к базе транзистора T_2 — эмиттерного повторителя и с него — к транзистору T_3, усиливающему сигнал АРУЗ, и далее на выпрямитель, собранный на диодах $Д_1$ и $Д_2$ по схеме удвоения напряжения. Выпрямленное напряжение подается на конденсатор C_7, от емкости которого и постоянной времени зарядно-разрядной цепи зависят временные характеристики АРУЗ. Напряжение с этого конденсатора через резистор R_{15} подается на диод $Д_3$, который совместно с резистором R_6 составляет делитель напряжения, поступающего на базу транзистора T_4. С увеличением уровня входного сигнала растет выпрямленное напряжение на конденсаторе C_7, рабочая точка диода $Д_3$ смещается в сторону бóльших токов. Его сопротивление уменьшается, и напряжение, снимаемое с делителя $R_6Д_3$, также уменьшается. Детали схемы подобраны так, что напряжение на базе транзистора T_4 поддерживается практически неизменным

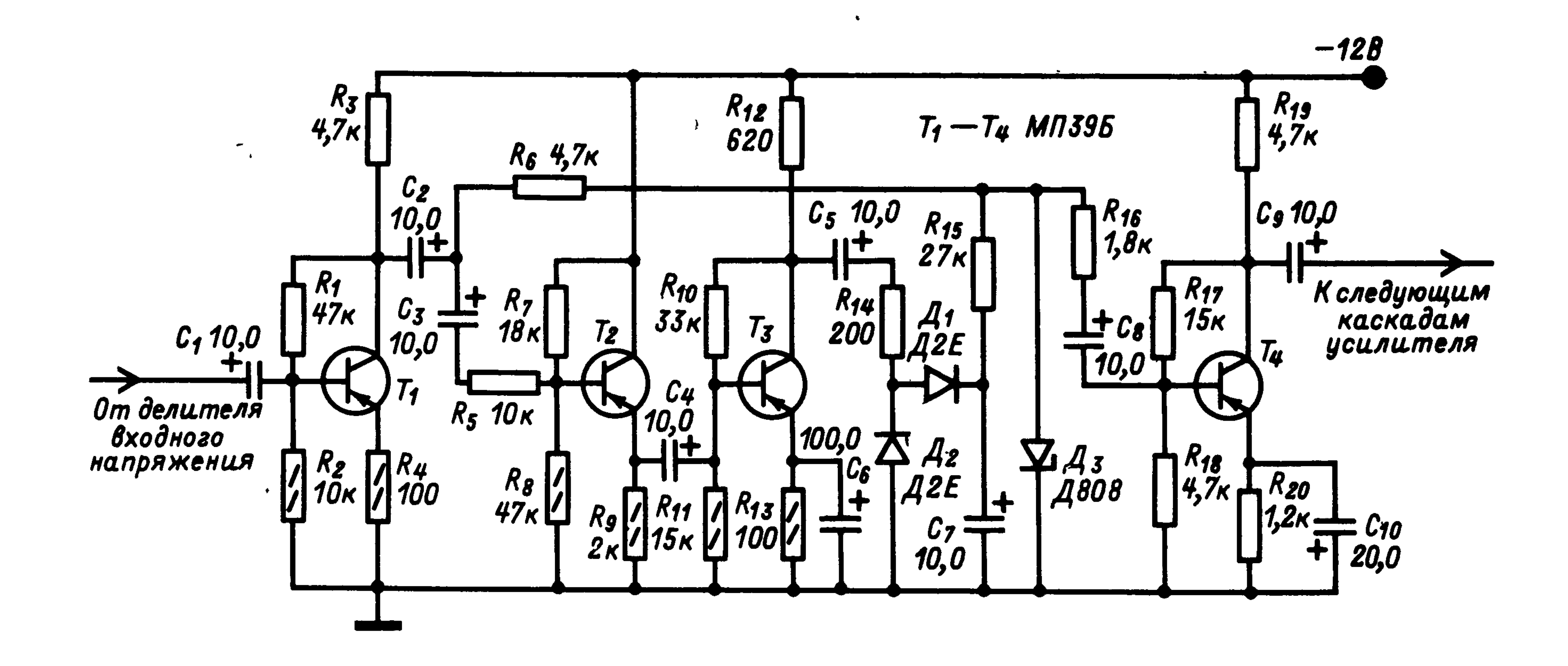


Рис. 5.15

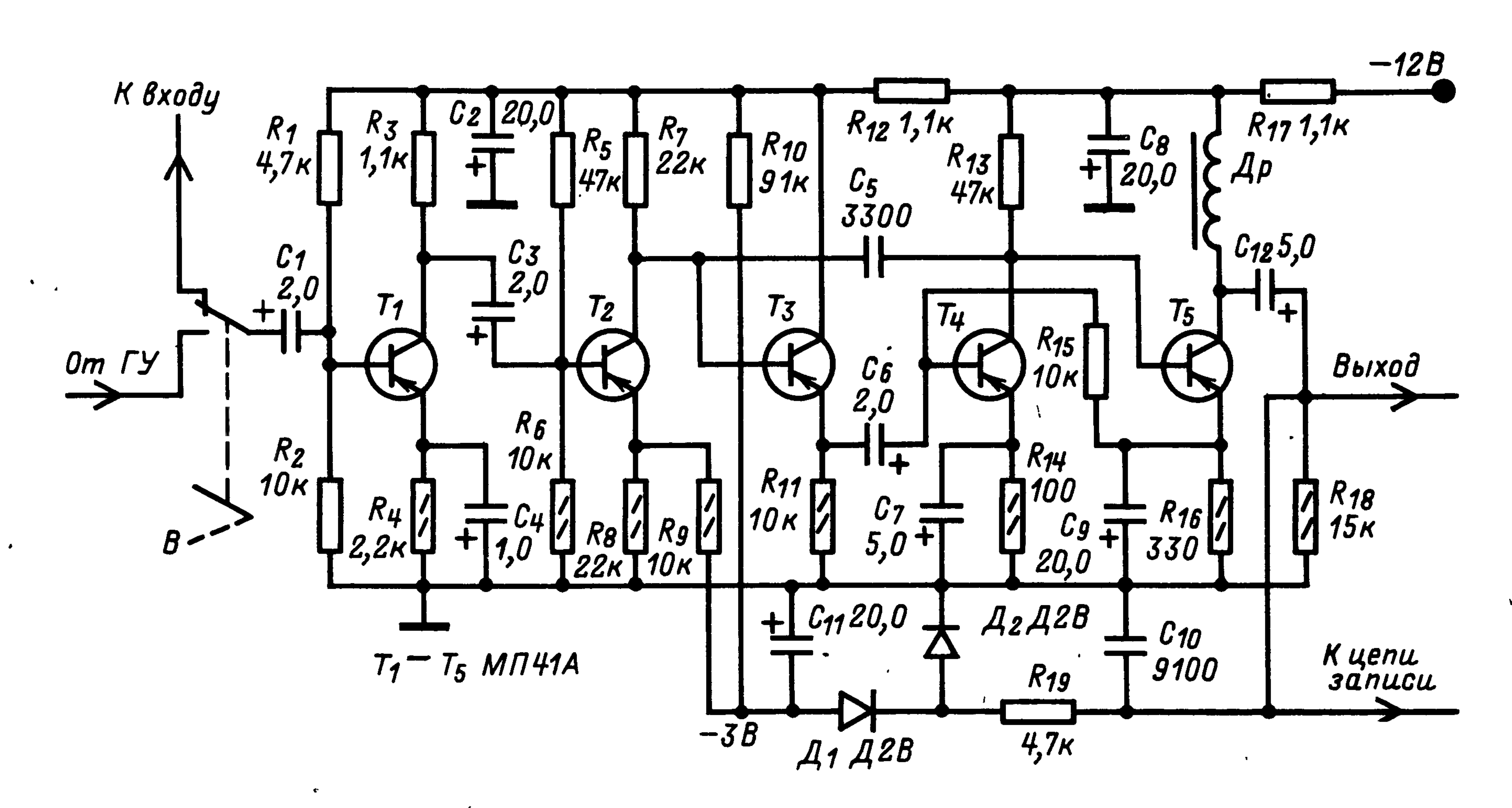


Рис. 5.16

при изменении уровня входного сигнала на 26 дБ.

В устройстве на схеме рис. 5.16 (соответствует автоматическому диктофону конструкции радиолюбителя А. Румянцева) использовано обратное регулирование. Сигнал подается в цепь АРУЗ с выхода усилителя, выпрямляется диодами $Д_1$ и $Д_2$, включенными по схеме удвоения напряжения, и поступает на конденсатор C_{11} зарядно-разрядной цепи. Напряжение регулирования с этого конденсатора через резистор R_9 подается в отрицательной полярности на эмиттер транзистора T_2. Увеличение сигнала на выходе усилителя приводит к уменьшению тока эмиттера транзистора T_2 и, как следствие, к уменьшению усиления. Отличительной способностью этого усилителя является наличие напряжения противосмещения, которое снимается с делителя напряжения R_8 — R_{10} и подается на диод. Это напряжение определяет порог срабатывания АРУЗ. В данном случае АРУЗ работает при напряжении входного сигнала от 0,2 до 2 мВ, т. е. обеспечивает регулирование усиления в 20 дБ.

Динамический ограничитель шума (рис. 5.17) также можно отнести к автоматическим устройствам. Он представляет собой устройство активного подавления шумов ленты в паузах фазокомпенсационного типа и является адаптивно перестраиваемым фильтром нижних частот. Такой фильтр обычно включают между предварительным и оконечным усилителями кассетного магнитофона, работающего в режиме воспроизведения. Действует он следующим образом.

Сигнал, поступивший на вход устройства, попадает на базу транзистора T_1, на выходе которого он разделяется на две составляющие, направляемые по различным независимым путям в сумматор, работающий на транзисторе T_5. Первая составляющая U_1 представляет собой сумму полного сигнала, снимаемого с эмиттера транзистора T_1 через резистор R_5 и повернутой по фазе на 180° его высокочастотной части, снимаемой с коллектора транзистора T_1 через конденсатор C_3. Первая составляющая подается на сумматор через подстроечный резистор R_{14}. Вторая составляющая U_2

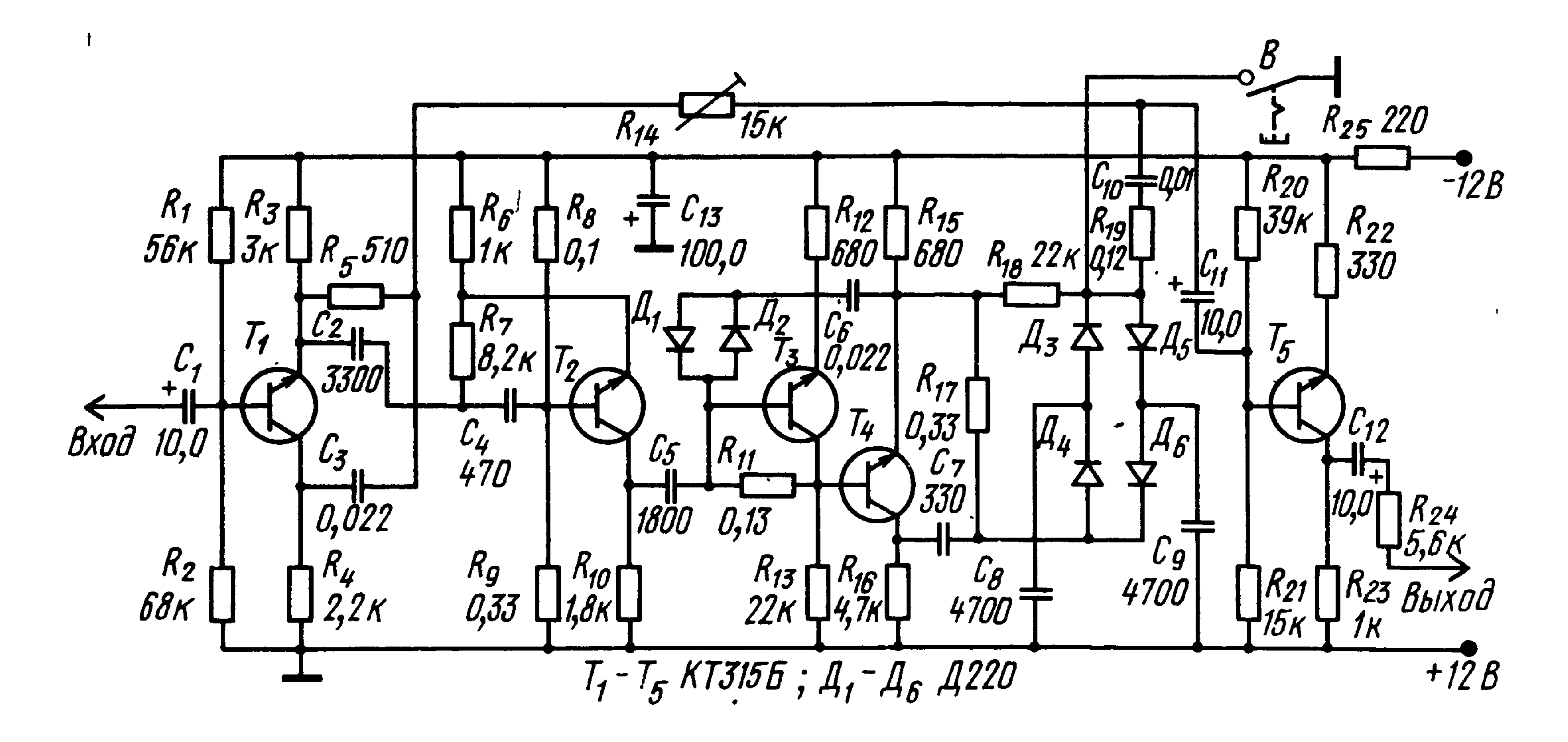


Рис. 5.17

снимается с эмиттера транзистора T_1, обрабатывается фильтром $C_2R_6R_7C_4R_8R_9T_2$, пропускающим сигналы с частотой выше 4,5 кГц, затем усиливается транзисторами T_3 и T_4 и поступает на переменный и постоянный аттенюаторы.

Затухание переменного аттенюатора, работающего на диодах $Д_3$ — $Д_6$, управляется поступающим с транзистора T_4 напряжением. При наличии на входе устройства только напряжения шума его ВЧ составляющая беспрепятственно проходит через переменный аттенюатор, т. к. его затухание очень мало из-за малого уровня управляющего напряжения. Постоянный аттенюатор, состоящий из резисторов $R_{17}R_{18}$, восстанавливает общее усиление второй составляющей сигнала и напряжение U_2, поступающее на сумматор, примерно равно входному напряжению. Подстроечным резистором R_{14} устанавливают напряжение U_1, примерно равное U_2. Эти напряжения на сумматоре складываются, но т. к. они противофазны, то напряжение на выходе устройства отсутствует, т. е. ВЧ составляющая шума ленты в паузе практически не слышна.

При появлении полезного сигнала, уровень которого превышает уровень шума, управляющее напряжение на переменном аттенюаторе возрастает, затухание его увеличивается и напряжение U_2, поступающее на вход сумматора, ослабляется. В этом случае происходит только частичная компенсация верхних частот на выходе устройства. Если же ВЧ составляющая полезного сигнала достигает определенного уровня, управляющее напряжение на переменном аттенюаторе оказывается достаточным, чтобы затухание его стало большим, и напряжение U_2 на сумматоре практически отсутствует. Тогда напряжение U_1 поступает через сумматор на выход устройства, не претерпевая каких-либо изменений.

Ограничитель шума может быть постоянно подключен к магнитофону. Включение и выключение его производится выключателем B.

Более простое устройство, выполняющее аналогичную функцию (оно разработано радиолюбителем Л. Мединским), показано на рис. 5.18. Работает оно следующим образом.

Сигнал, поступающий на вход устройства, усиливается транзистором T_1, и если это напряжение достаточно велико, стабилитрон $Д_1$ пробивается. При этом открывается транзистор T_2, и конденсатор C_3 разряжается через его участок эмиттер — коллектор. В результате открывается транзистор T_3, и сигнал, поступающий через конденсатор C_4, практически беспрепятственно поступает на выход устройства. Если же уровень сигнала снизится и станет меньше порога срабатывания, который устанавливается подстроечным резистором R_3 от 0,2 до 1,5 В (при большем напряжении возможно искажение формы сигнала), транзистор T_2 закроется, конденсатор C_3 быстро зарядится через резистор R_6, и транзистор T_3 также закроется. При этом сопротивление его канала увеличится и сигнал на выходе устройства будет значительно ослаблен.

Резистор R_8 обеспечивает сохранение постоянной составляющей на конденсаторе C_4. Включение и выключение устройства осуществляется выключателем B.

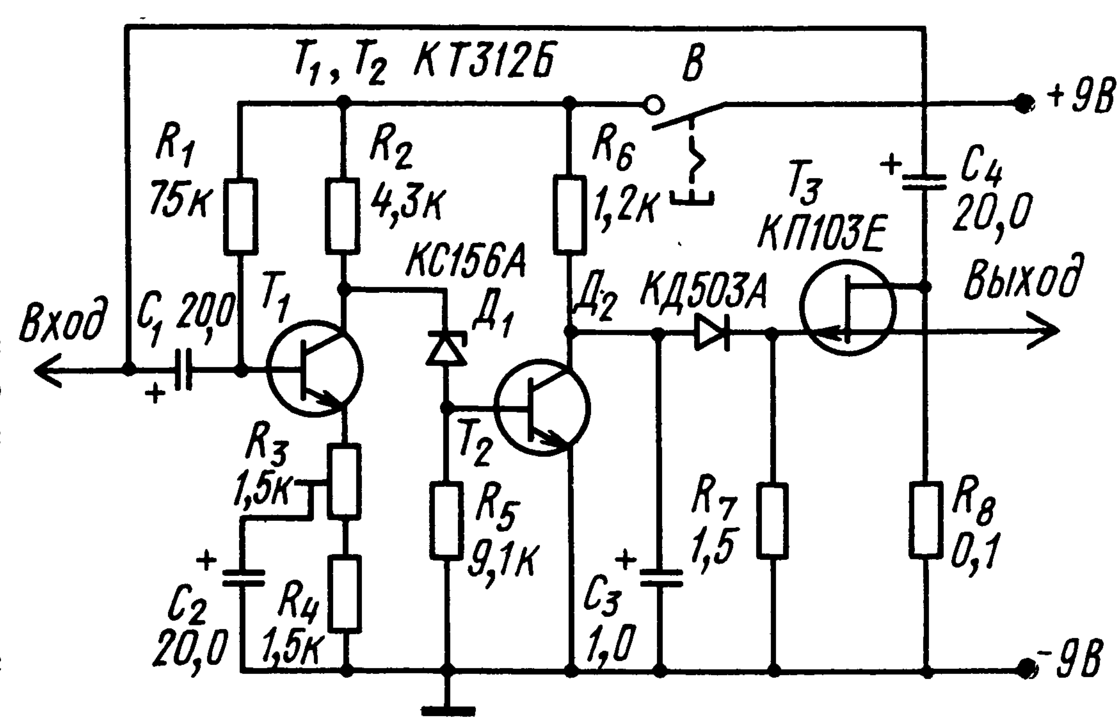


Рис. 5.18

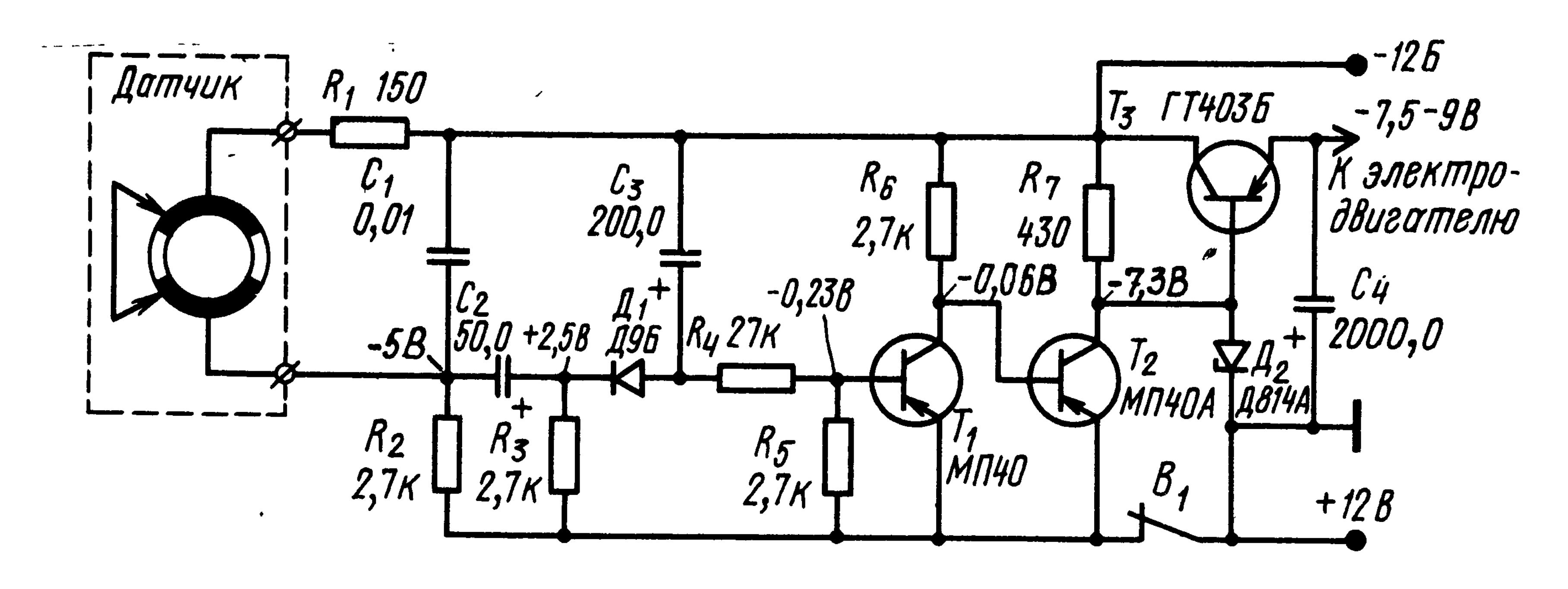


Рис. 5.19

Автостоп кассетного магнитофона, схема которого приведена на рис. 5.19, также может быть отнесен к автоматическим устройствам. Автостоп при обрыве или окончании ленты в кассете работает следующим образом. Датчик автостопа состоит из контактной платы с износостойким покрытием, установленной под приемным узлом лентопротяжного механизма, и скользящих контактов, расположенных на нижнем торце приемного узла. При движении ленты контакты датчика непрерывно замыкаются и размыкаются. Благодаря большому времени заряда конденсатора C_3 напряжение на базе транзистора T_1 мало и поэтому он открыт, а транзистор T_2 закрыт. В этом случае напряжение питания электродвигателя, снимаемое с эмиттера транзистора T_3, будет достаточным для его нормальной работы. При останове приемного узла происходит перезаряд конденсатора C_3, напряжение на базе транзистора T_1 увеличивается, и транзистор T_1 закрывается. Это приводит к открыванию транзистора T_2, шунтированию стабилитрона $Д_2$ и, как следствие, к уменьшению напряжения на эмиттере транзистора T_3 и прекращению вращения электродвигателя. Чтобы при кратковременном останове ленты электродвигатель не выключался, в схему введены контакты *В1*, которые при необходимости размыкают и исключают влияние автостопа на работу электродвигателя.

Генераторы тока подмагничивания и стирания

На рис. 5.20 показаны схемы двух транзисторных генераторов, выполненных по двухтактной схеме. Один из них (рис. 5.20, *а*) имеет индуктивную обратную связь, а другой — емкостную. Катушка для генератора по схеме на рис. 5.20, *а* намотана на двухсекционном каркасе из изоляционного материала и помещена в чашки Б-22 из феррита марки М2000НМ. Обмотка *I* содержит 2×35 витков провода ПЭВ-2 ∅ 0,2 мм, обмотка *II* — 2×50 витков того же провода ∅ 0,1 мм и обмотка *III* — 100 витков провода ∅ 0,2 мм. Обмотки *I* и *II* следует наматывать одновременно в два провода и размещать их попарно в различных секциях каркаса, а обмотку *III* нужно уложить равномерно в обе секции каркаса. При указанных на схеме параметрах элементов частота генератора 70 кГц. Для генератора на рис. 5.20, *б* может быть использована та же катушка, но без обмотки *I*. Оба генератора рассчитаны на работу с универсальной или записывающей магнитной головкой индуктивностью 30—100 мГн и ферритовой стирающей головкой индуктивностью 0,6—1 мГн и могут быть использованы в монофонических и стереофонических магнитофонах.

На рис. 5.21 приведена более простая схема генератора, предназначенного для упрощенного носимого магнитофона. В качестве катушки генератора в ней используется обмотка стирающей магнитной головки. При указанных на схеме параметрах элементов и индуктивности стирающей головки около 0,5 мГн частота генератора 50 кГц.

Во всех трех генераторах установка тока подмагничивания производится подстроечными резисторами.

Индикаторы уровня записи

В магнитофонах, построенных на транзисторах, как правило, используют только стрелочные индикаторы уровня записи. Две схемы наиболее простых индикаторов уровня записи, в которых используется микроамперметр типа М476 или М4762, показаны на рис. 5.22. Первый из них (рис. 5.22, *а*) может быть применен в том случае, когда на выходе предварительного усилителя имеется эмиттерный повторитель. Если же эмиттерного повторителя нет, то для уменьшения влияния индикатора на ток записи между выходом усилителя и индикатором нужно включить каскад на транзисторе T_1 (рис. 5.22, *б*). В обоих индикаторах для увеличения их чувствительности использована цепь удвоения напряжения на диодах $Д_1$ и $Д_2$. Установка показания индикатора, соответствующего наминальному уровню записи, проводится подстроечным резистором R_1. Время интеграции обоих индикаторов 150—350 мс, а время обратного хода стрелки, определяемое временем разряда конденсатора C_3, составляет 0,5—1,5 с. Индикатор на рис. 5.23, *б* позволяет также контролировать напряжение источника пи-

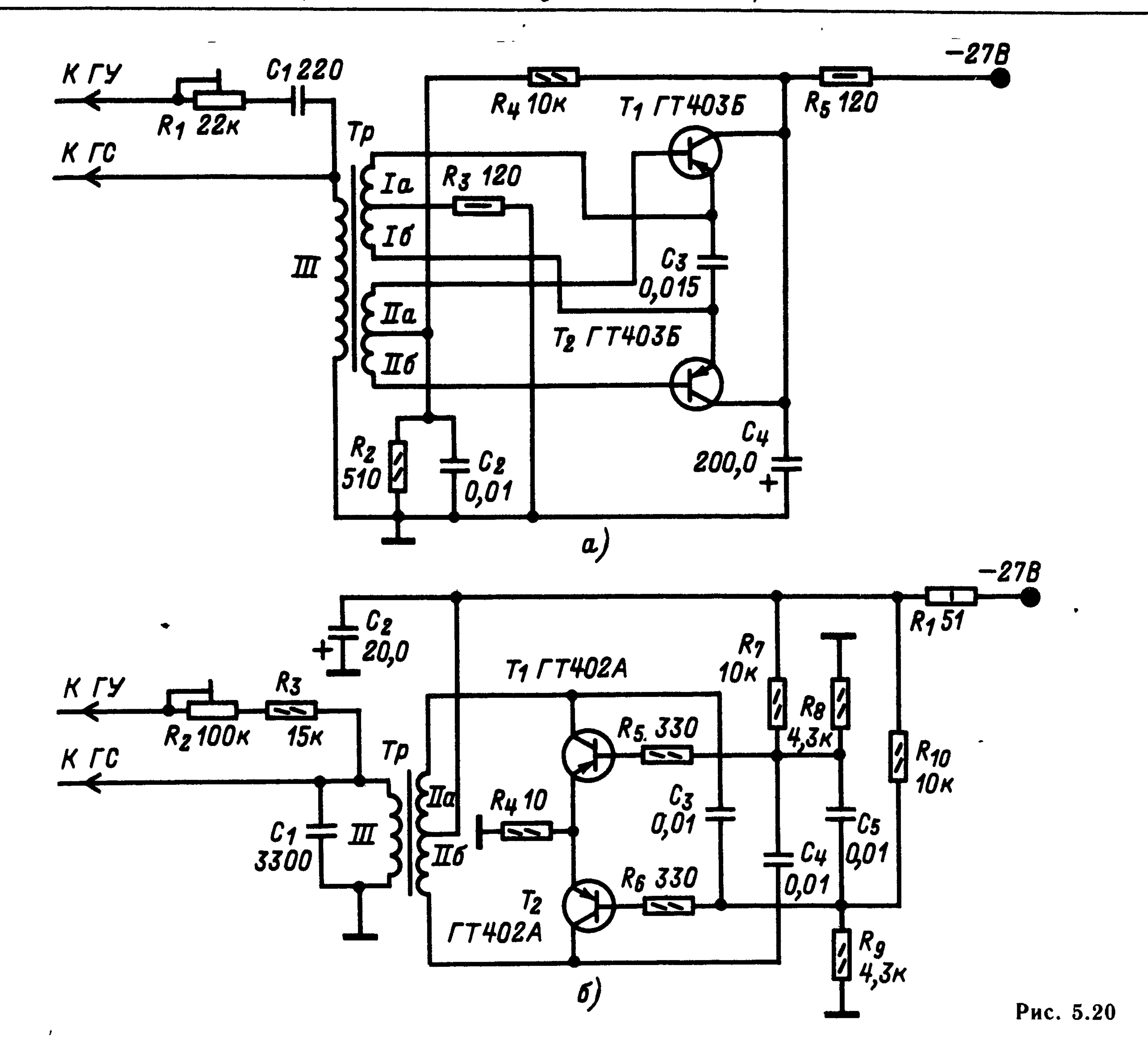


Рис. 5.20

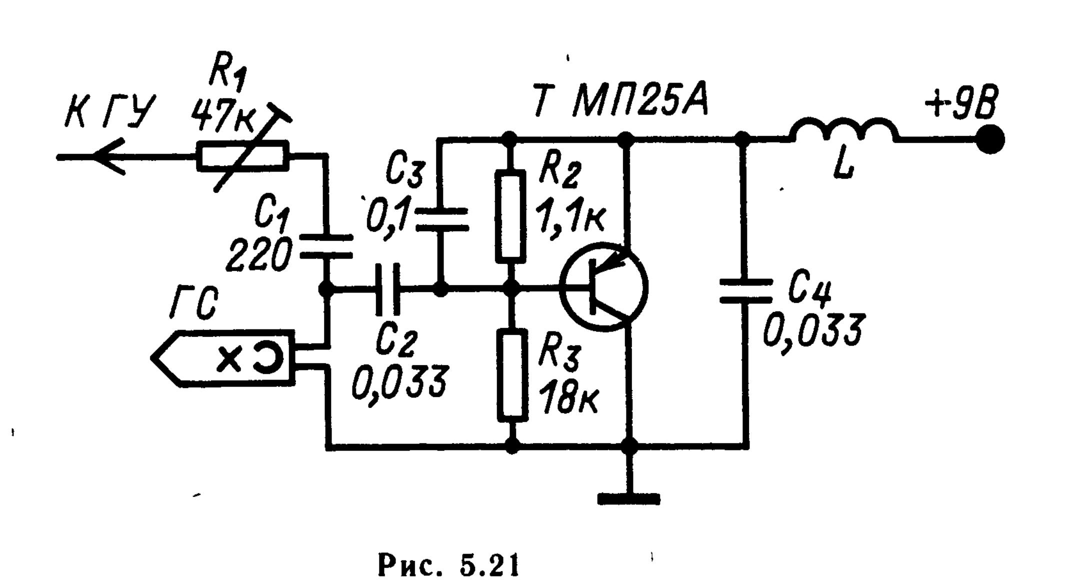
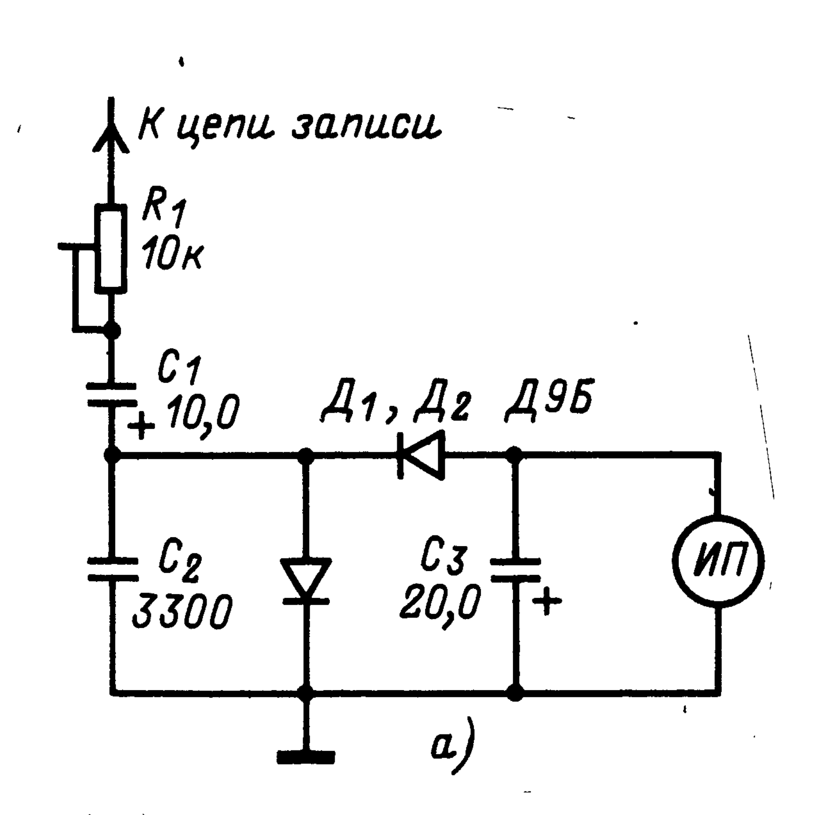


Рис. 5.21

тания, подаваемое в режиме воспроизведения к микроамперметру через подстроечный резистор R_4.

Описанные индикаторы можно использовать как в монофонических, так и в стереофонических магнитофонах. В последнем случае возможно применение либо двух раздельных индикаторов для каждого канала, либо одного совмещенного индикатора, который будет показывать наибольшее напряжение в любом из каналов.

Одна из практических схем совмещенного индикатора показана на рис. 5.23. Сигналы левого



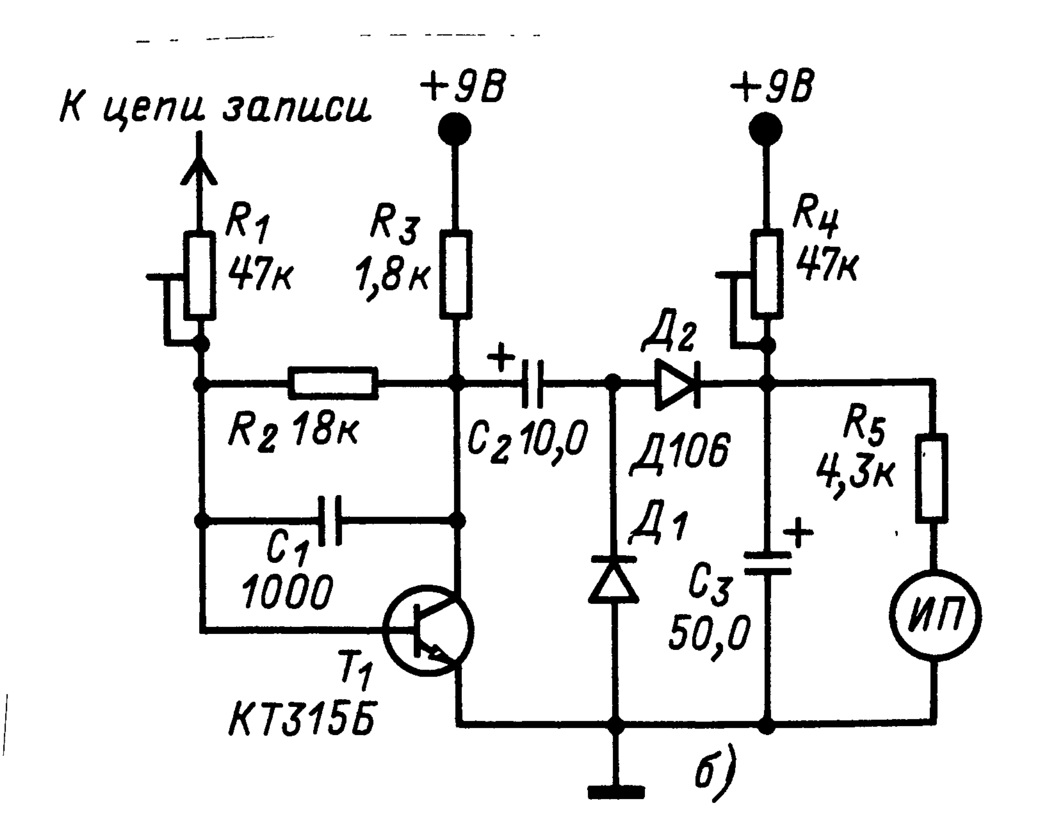
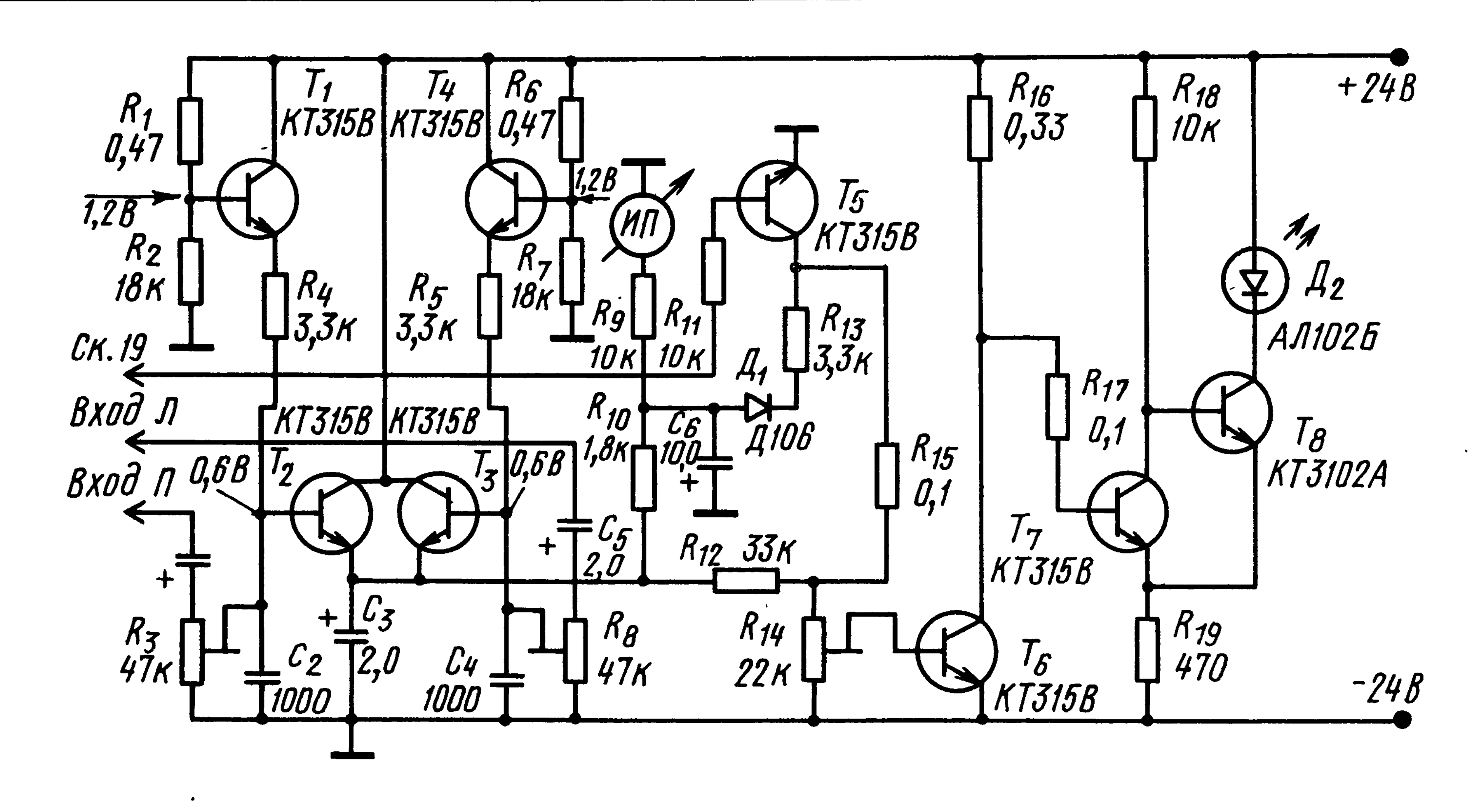
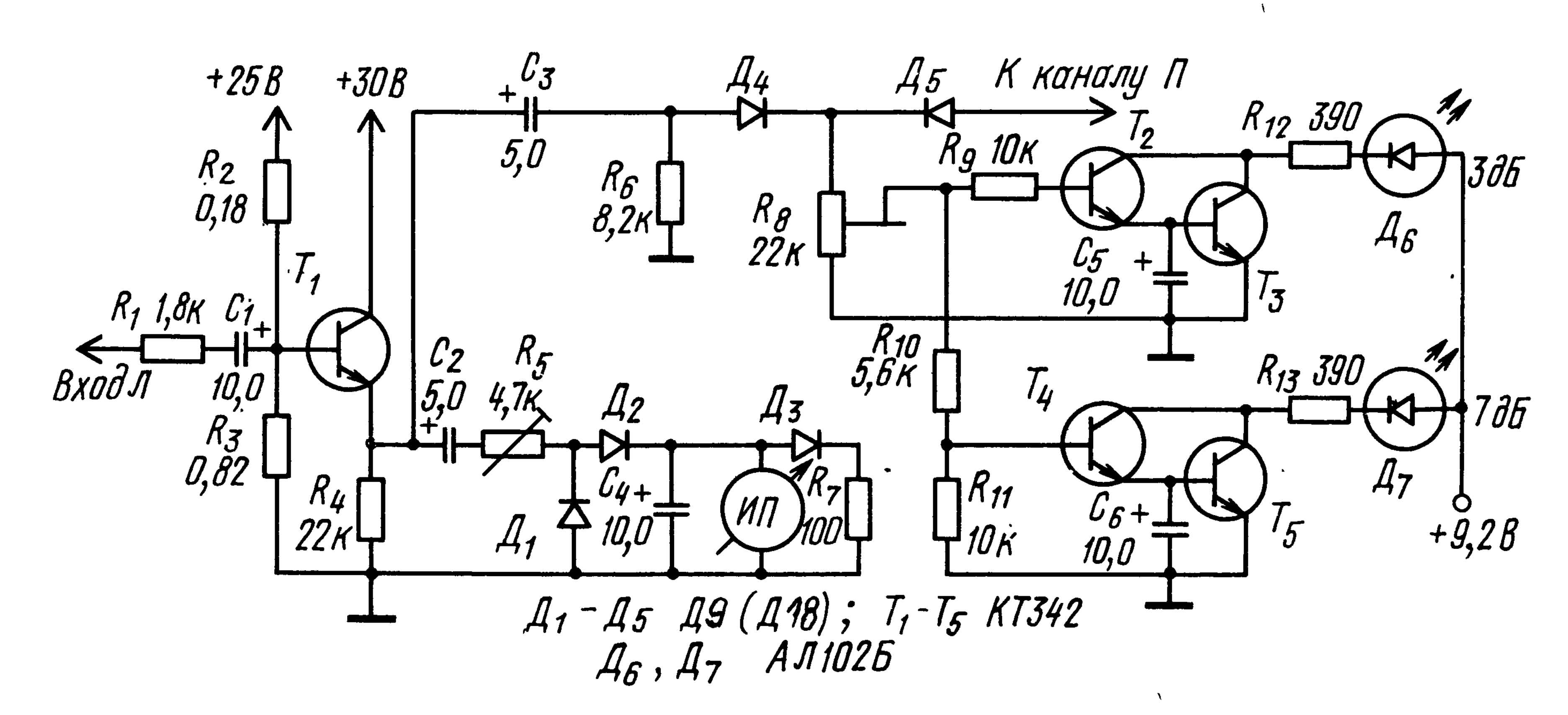


Рис. 5.22



↑ Рис. 5.23

Рис. 5.24 ↓



и правого каналов через подстроечные резисторы подаются на базы транзисторов T_2 и T_3, выполняющих функцию сравнения сигналов. Так как наибольшую точность можно получить, сравнивая выпрямленные напряжения сигналов, в устройство включены выпрямители на транзисторах T_1 и T_4, обеспечивающие динамический диапазон индикатора не менее 20 дБ.

Стрелочный индикатор, обладая значительной инерционностью, не способен реагировать на кратковременные сигналы (длительностью менее 100 мс), и эти сигналы могут быть записаны с искажениями. Чтобы избежать этого, введен амплитудный индикатор перегрузки на светодиоде $Д_2$. Если время интеграции стрелочного индикатора должно быть 150—350 мс, то время интеграции пикового индикатора выбрано 20—50 мс. Чтобы получать разное время интеграции, на выходе каскада сравнения включены две интегрирующие цепи C_3R_{12} и C_6R_{10}.

Индикатор перегрузки состоит из усилителя на транзисторе T_6, триггера Шмитта на транзисторах T_7 и T_8 и светодиода $Д_2$. Напряжение срабатывания (3—5 дБ по отношению к номинальному) устанавливается подстроечным резистором R_{14}.

Триггер необходим для того, чтобы резко изменять яркость свечения светодиода от нуля до максимума, как только будет превышено напряжение срабатывания.

Еще одна особенность устройства — изменение чувствительности индикаторов при различной намагниченности ленты. Рассмотренный режим работы имеют индикаторы при намагниченности ленты 250 нВб/м и скорости ленты 9,53 см/с. Для скорости ленты 19,05 см/с намагниченность должна быть 320 нВб/м. Чтобы можно было изменять чувствительность индикатора, в устройство введен электронный ключ на транзисторе T_5, при подаче напряжения на который включаются резисторы R_{13} и R_{15}, шунтирующие индикаторы.

Индикатор уровня записи по схеме на рис. 5.24 отличается от предыдущего тем, что в нем предусмотрены раздельные стрелочные приборы для каждого канала (показан индикатор только лево-

го канала) и совмещенный амплитудный индикатор перегрузки на два порога срабатывания (3 и 7 дБ).

На входе индикатора каждого канала имеется эмиттерный повторитель на транзисторе T_1, обеспечивающий согласование с усилителем записи. С нагрузки эмиттерного повторителя — резистора R_4 — сигнал через конденсатор C_2 поступает на стрелочный индикатор (его чувствительность регулируется подстроечным резистором R_5), а через конденсатор C_3 и цепь сравнения на диодах $Д_4$ и $Д_5$ — на амплитудный индикатор, выполненный на составных транзисторах T_2T_3 и T_4T_5. Порог срабатывания «3 дБ» устанавливается подстроечным резистором R_8, а порог «7 дБ» получается автоматически благодаря делителю напряжения на резисторах $R_{10}R_{11}$, коэффициент деления которого равен 1,56 (4 дБ). Ток через светодиоды устанавливают подбором сопротивления резисторов R_{12} и R_{13}. Цепь $Д_3R_7$ предохраняет стрелочный индикатор от выбросов тока при включении напряжения питания магнитофона.

5.3. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ МАГНИТОФОНОВ

Общие сведения

Большинство бытовых и любительских магнитофонов имеет лентопротяжный механизм с одним двигателем и одним направлением рабочего хода ленты. Кинематическая схема такого механизма приведена на рис. 5.25. Здесь *1* — электродвигатель; *2* — маховик ведущего вала; *3* — ведущий вал; *4* — прижимной ролик; *5* — фрикцион приемного узла; *6* — фрикцион подающего узла; *7* — обводной ролик (иногда инерционный ролик или просто обводная неподвижная стойка); *8* — универсальная и стирающая магнитные головки; *9*, *10*, *11* — пассики (бесконечные бесшовные ремни). Во время записи и воспроизведения ведущий узел продвигает магнитную ленту с постоянной скоростью, равной окружной скорости ведущего вала, к которому лента прижимается свободно вращающимся обрезиненным прижимным роликом. Ведущий вал вращается от электродвигателя через ременную передачу или с помощью промежуточного обрезиненного ролика. Для изменения скорости ленты изменяют коэффициент передачи. Массивный маховик на ведущем валу стабилизирует частоту его вращения и уменьшает детонацию звука. Во время рабочего хода лента разматывается с рулона на подающем узле, проходит по обводному ролику или стойке, по магнитным головкам, через ведущий узел и наматывается на рулон приемного узла.

Так как частота вращения подающего и приемного узлов изменяется в зависимости от количества ленты в соответствующих рулонах, соединение двигателя с этими узлами осуществляется через проскальзывающие фрикционы. Подающий узел через фрикцион стремится вращаться в сторону, противоположную движению ленты. Это создает натяжение ленты, необходимое для того, чтобы она плотно прилегала к магнитным головкам. В некоторых магнитофонах используют лентоприжим — узел механизма, прижимающий ленту непосредственно к рабочей поверхности универсальной магнитной головки, например, в форме плоской пружины с наклеенным фетром. В таких магнитофонах можно не соединять во время рабочего хода подающий узел с двигателем.

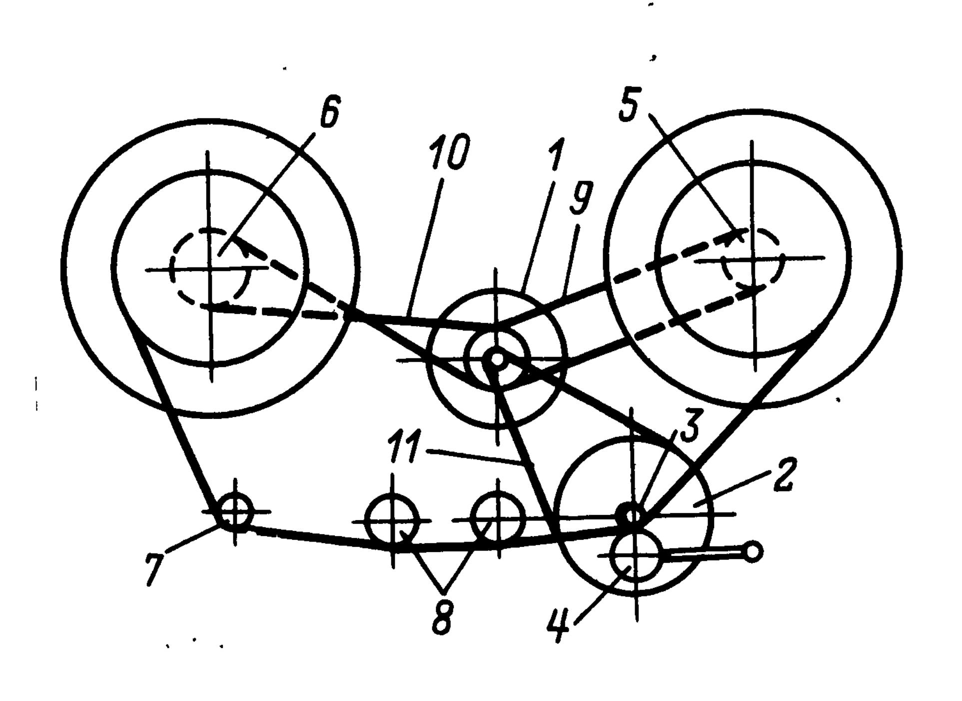


Рис. 5.25

При перемотке ленты в ту или другую сторону прижимной ролик отходит и не прижимает ленту к ведущему валу, а подающий (или приемный) узел ускоряет свое вращение. Для этого обе части соответствующего фрикциона жестко сцепляют между собой или включают дополнительную механическую связь с электродвигателем.

Чтобы при останове ленты рулоны не раскручивались по инерции, лента не запутывалась и не обрывалась, ее необходимо тормозить, особенно после перемотки. Тормозят ленту только со стороны того узла, с которого она до этого разматывалась. Для этого тормозную колодку прижимают к ведомому шкиву соответствующего узла.

Электродвигатели для лентопротяжных механизмов

В лентопротяжных механизмах сетевых катушечных магнитофонов используют, как правило, однофазные асинхронные электродвигатели, которые могут быть с реактивным сдвигом фазы или с экранированными полюсами. Для одномоторных лентопротяжных механизмов применяют электродвигатели с частотой вращения вала 1500—3000 об/мин (синхронная скорость) и мощностью на валу 1,5—10 Вт. В транзисторных магнитофонах II и III классов используют электродвигатели-трансформаторы (АДТ), у которых обмотка питания электродвигателя одновременно является первичной обмоткой силового трансформатора. В трехмоторных лентопротяжных механизмах в качестве ведущего используют электродвигатель

с жесткой механической характеристикой, а в качестве электродвигателей для подающего и приемного узлов — электродвигатели с мягкой механической характеристикой (например, типа КДП-6-У4). Кроме того, в качестве ведущего применяется электродвигатель с мягкой механической характеристикой и системой авторегулирования частоты вращения вала

В кассетных магнитофонах с питанием от автономных источников или при универсальном питании в лентопротяжных механизмах используют коллекторные электродвигатели с частотой вращения вала 1500—3000 об/мин, напряжением питания 5—15 В и мощностью на валу около 0,2 Вт. Вращение вала в таких электродвигателях стабилизируется с помощью электронной цепи, построенной по принципу компенсации разбаланса моста, образованного элементами цепи и обмоткой электродвигателя. Номинальная частота вращения вала устанавливается подстроечным резистором. На рис. 5.26 приведены схемы стабилизаторов для наиболее распространенных электродвигателей ДПБ-902 (рис. 5.26,*а*) и M56NN (рис. 5.26, *б*). Для кассетных магнитофонов разработан также бесконтактный синхронный электродвигатель типа БДС-0,2 (рис. 5.27). В его состав входят сам двигатель *ДВ*, датчик положения ротора *ДПР*, трансформаторы которого установлены неподвижно, а магнит закреплен на валу электродвигателя, тахогенератор *ТГ*, обмотки которого расположены в пазах статора, и коммутатор, управляющий работой двигателя.

Электрическая схема электродвигателя БДС-0,2 показана на рис. 5.27. Силовые обмотки соединены звездой и поочередно включаются электронными ключами коммутатора, построенными на транзисторах T_1 — T_3. Включение одного из них осуществляется *ДПР*, трансформаторы

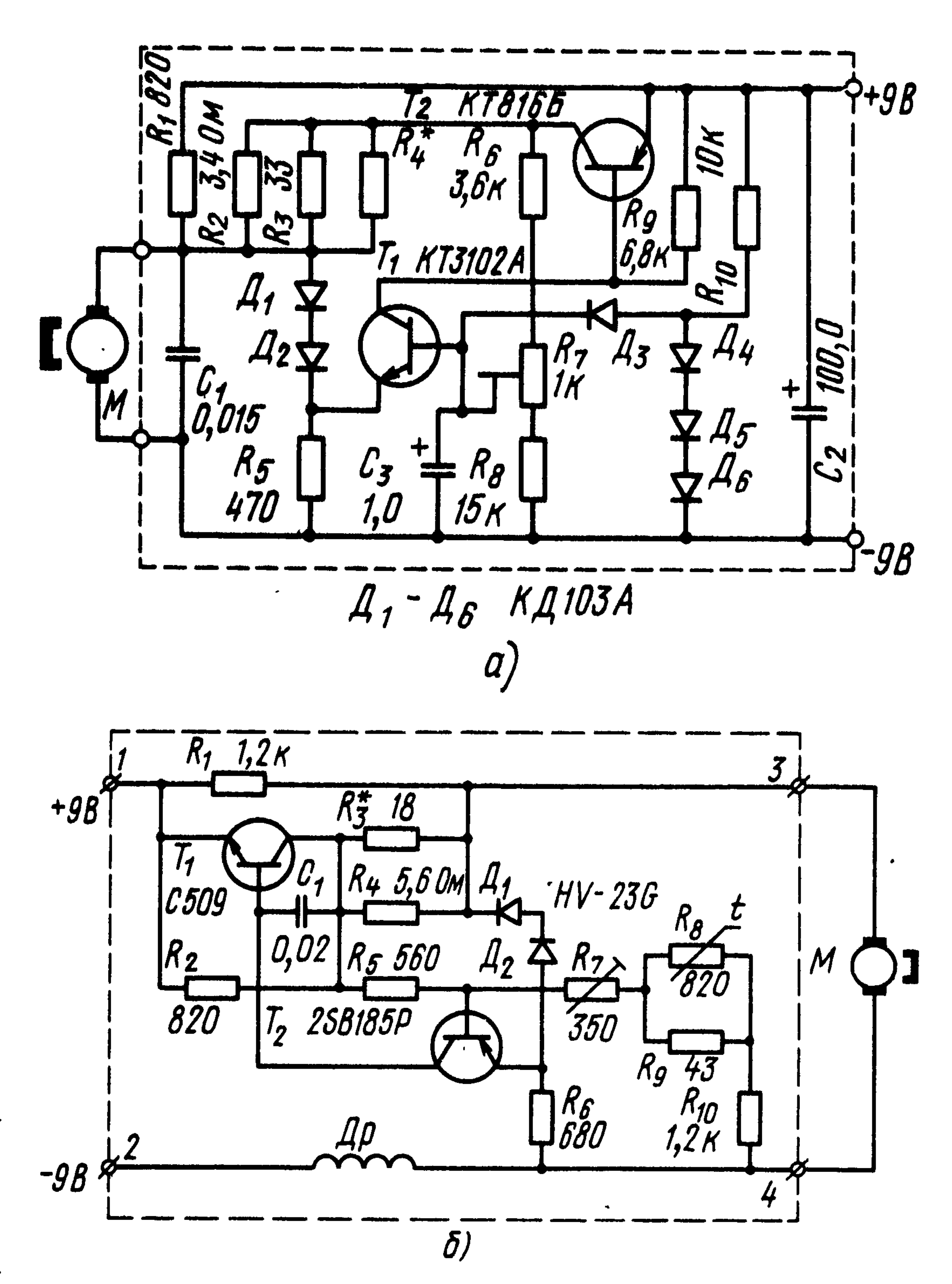


Рис. 5.26

которого расположены по окружности со сдвигом на 120°. Магнитная проводимость сердечника трансформатора (кольцевой феррит) изменяется

Таблица 5.4. **Электродвигатели для магнитофонов**

Тип	Напряжение питания, В	Частота вращения вала, об/мин	Мощность на валу, Вт	Габариты, мм
		Переменного тока		
АД-5-У4	127	1440	6	∅ 87×77,5
АДТ-1,6/10-2У4	127 и 220	2710*	1,6	88×66×56
АДТ-6-У4	127 и 220	2830	6	100×80×78
АКД4-2	220	2680	4	—
КД-6-У4	220	1400	6	100×100×57
КДП-6-У4	127/70**	850	—	100×100×65
ЭДГ-4	127	2800	2	74×74×67,5
		Постоянного тока		
БДС-02	5,1—9,3	1500, 3000	0,2	—
БДС-0,2М	5,1—9,3	1500, 3000	0,2	—
ДКС-9-2600	6—9,2	2450±40	0,2	∅22×65
ДПБ-902	6—10	2000±40	0,1	∅40×33
МД-0,35-2000-9	6,6—9,6	2000±40	0,35	∅34×38
МД-0,35-9А	6,6—9,6	2000±40	0,1	—
M56NN	6—10	2000±40	0,102	35×27***

* При нагрузке моментом 0,3 Н • см частота вращения вала 2820 об/мин.
** В числителе напряжение в режиме перемотки, а в знаменателе — при рабочем ходе.
*** Габариты без экрана; в экране ∅ 39×37.

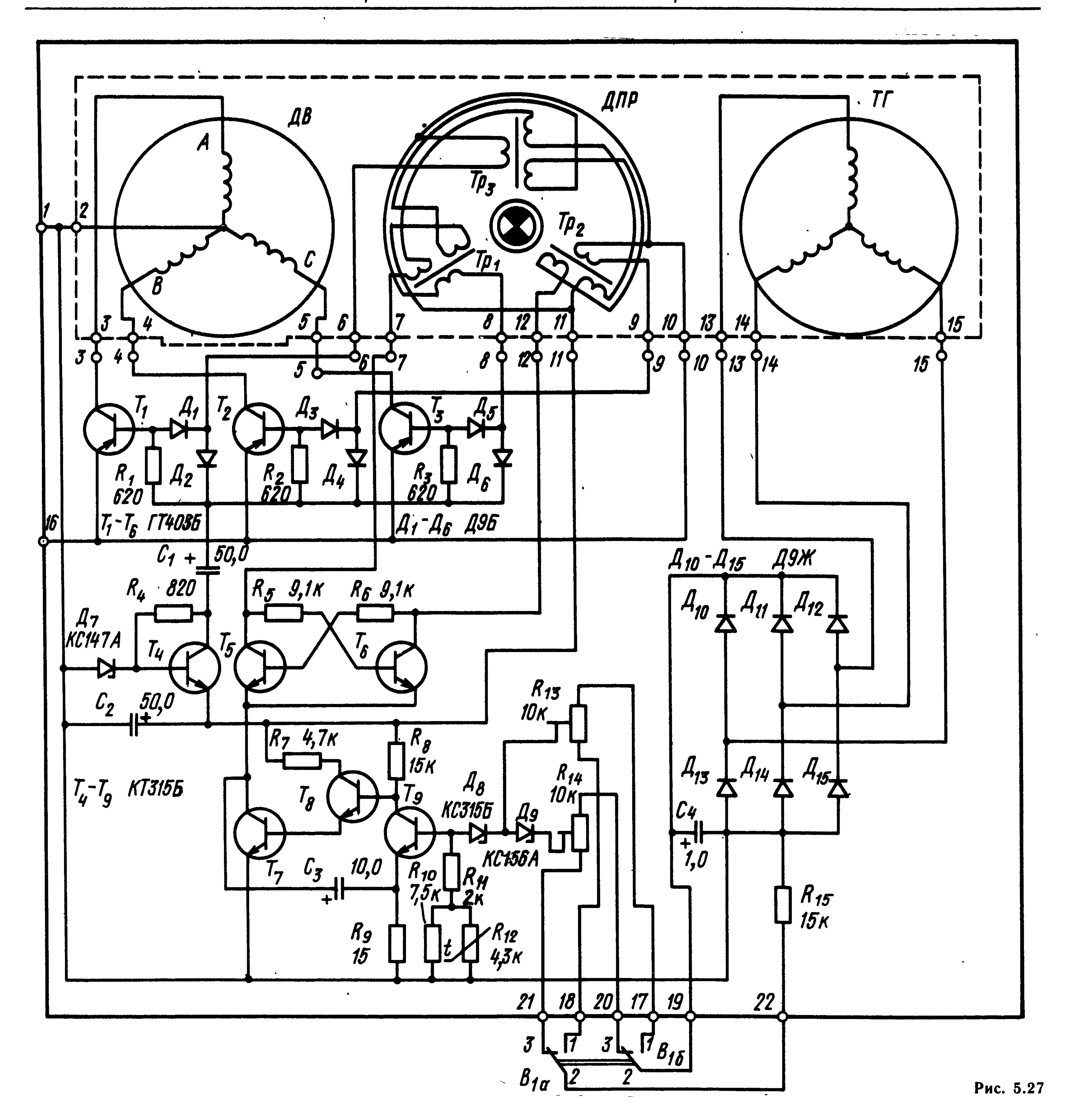


Рис. 5.27

в больших пределах в зависимости от степени насыщения, которое создается внешним магнитом *ДПР*. Напряжение, управляющее электронными ключами, снимается со вторичной обмотки только того трансформатора *ДПР*, сердечник которого не насыщен. На первичные обмотки трансформаторов *ДПР* напряжение подается с мультивибратора, работающего на транзисторах T_5, T_6.

Для стабилизации частоты вращения вала используется *ТГ*. Напряжение с его обмоток выпрямляется диодами $Д_{10}$ — $Д_{15}$ и через переключатель B_1 (переключатель частоты вращения вала) и подстроечные резисторы R_{13} и R_{14} (ими устанавливают первоначальную частоту вращения вала) поступает на вход стабилизатора, где сравнивается с напряжением пробоя стабилитрона $Д_8$ и $Д_9$, и далее поступает на усилитель постоянного тока на транзисторах T_7 — T_9, включающий или отключающий электронные ключи, а следовательно, и обмотки электродвигателя.

Технические данные наиболее распространенных электродвигателей для магнитофонов приведены в табл. 5.4.

Типовые узлы лентопротяжных механизмов

В любительских магнитофонах целесообразно использовать узлы, которые применяются в промышленных конструкциях бытовых магнитофонов. На рис. 5.28 изображен приемный узел, на

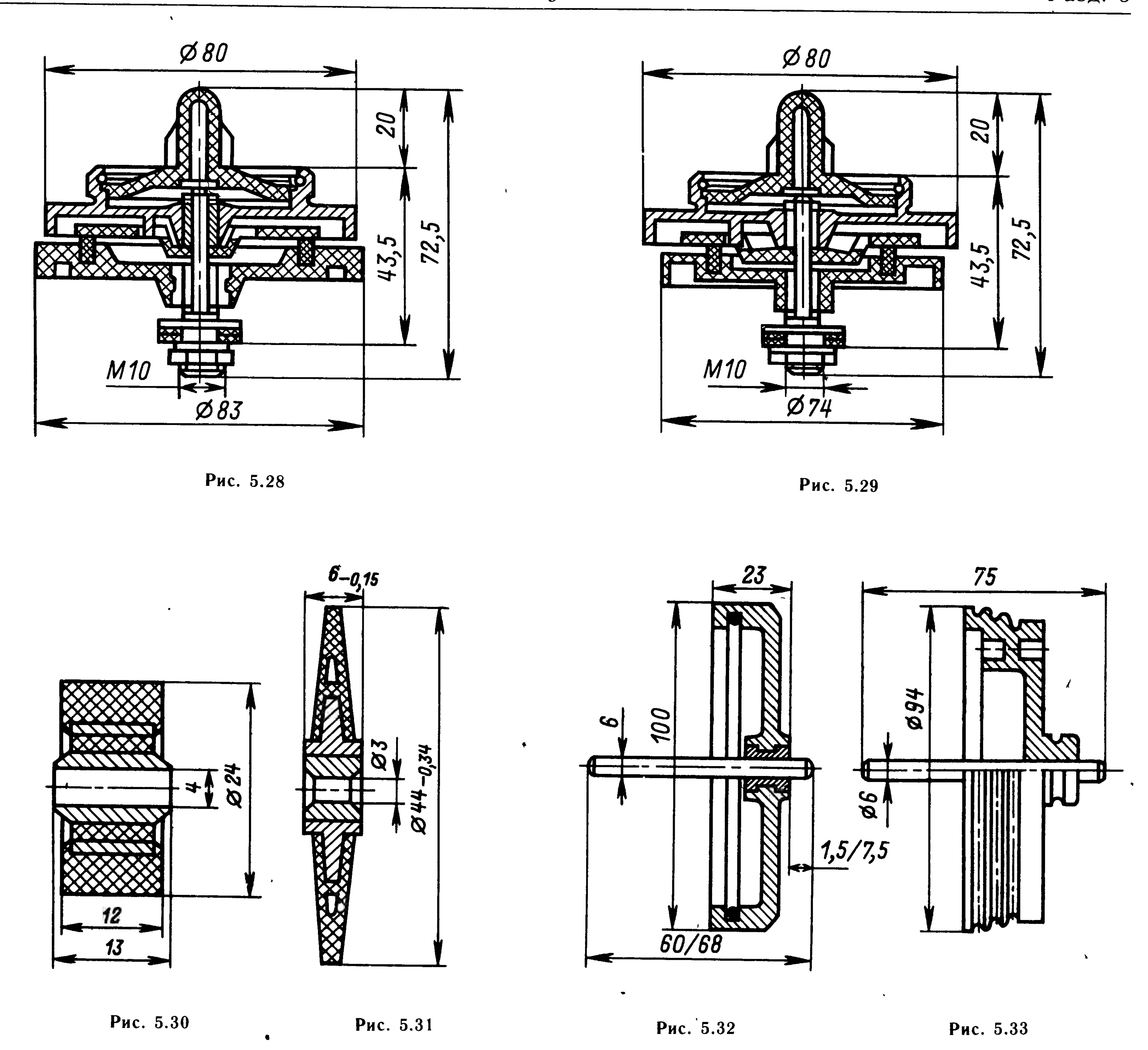


Рис. 5.28 Рис. 5.29

Рис. 5.30 Рис. 5.31 Рис. 5.32 Рис. 5.33

рис. 5.29 — подающий узел, на рис. 5.30 — обрезиненный прижимной ролик, на рис. 5.31 — промежуточный обрезиненный ролик, на рис. 5.32 — ведущий вал с маховиком (через дробную черту показаны размеры двух рекомендуемых вариантов). На рис. 5.33 показан ведущий вал с маховиком, образующим одновременно трехступенчатый шкив, используемый для переключения скоростей рабочего хода ленты путем переброски пассика.

В лентопротяжных механизмах рекомендуется применять круглые резиновые пассики с внутренним диаметром 73 мм и диаметром сечения 4 мм и плоские резиновые пассики с внутренним диаметром 108 мм и прямоугольным сечением 1×4,2 мм.

5.4. МАГНИТНАЯ ЛЕНТА

Общие сведения

В бытовых и любительских катушечных магнитофонах применяют ленту шириной 6,25±0,05 (в будущем размер будет изменен в соответствии с международным стандартом на $6{,}3\pm^{0}_{0{,}06}$), а в кассетных $3{,}81_{-0{,}15}$ мм. Ленты имеют общую толщину 18_{-2}, 27_{-2}, 37_{-3}, 55_{-5} мкм при толщине основы (примерно) 12, 16, 27 и 38 мкм соответственно.

Обозначение отечественных магнитных лент состоит из ряда букв и цифр. Например, в названии ленты А2601-6Б буква А означает область применения — звукозапись. Первая цифра указывает на материал основы (2 — диацетилцеллюлоза, 3 — триацетилцеллюлоза, 4 — полиэтилентерефталат). Вторая цифра обозначает общую толщину ленты (2 — от 15 до 20; 3 — от 20 до 30; 4 — от 30 до 40; 6 — от 50 до 60 мкм). Третья и четвертая цифры — порядковый технологический номер разработки ленты. Цифра после тире означает целочисленное значение ширины ленты, а последняя буква дополнительно характеризует назначе-

ние ленты, например Б — для бытовых магнитофонов, Р — для радиовещания.

Для современных магнитофонов рекомендуются более тонкие ленты общей толщиной 18±2 и 27±2 мкм на полиэтилентерефталатной основе (отечественное название материала — лавсан). Их рабочий слой содержит чаще всего частицы гамма-окисла железа. Постепенно расширяется применение лент более высокого качества — с частицами двуокиси хрома и кобальтированными частицами гамма-окисла железа (т. наз. высокоэнергетические ленты).

Качественные показатели магнитных лент

Физико-механические свойства ленты определяют ее механическую прочность (разрывное усилие, относительное удлинение под нагрузкой и др.), а также теплостойкость и влагостойкость. Прочнее всего ленты на полиэтилентерефталатной основе; при ширине 6,25 мм и толщине основы 16 мкм ее разрывное усилие равно 25 Н, а допустимая нагрузка при работе 4 Н. Прочность ацетатной основы примерно в 2 раза меньше. Лента не должна иметь коробления и сабельности, т. е. искривления по ширине и длине. Рабочий слой не должен осыпаться при трении о детали лентопротяжного механизма.

Электроакустические свойства определяют качество записи, которое можно получить на данной ленте в магнитофоне. Главные из них — чувствительность на средней частоте, АЧХ, нелинейные искажения, шум в паузе, относительный уровень копирэффекта (см. далее). Все эти свойства определяются относительно отобранного образца ленты, называемого *типовой лентой*. Для реализации присущих ленте электроакустических свойств необходимо обеспечить в магнитофоне хороший контакт ленты с головками и оптимальное подмагничивание при записи, т. е. такое подмагничивание, при котором лента максимально намагничивается. Подмагничивание подбирают в процессе записи сигнала средней частоты (например, 1 кГц).

При прочих равных условиях у лент с более толстым рабочим слоем чувствительность больше, нелинейные искажения меньше, но зато значительнее спад на верхних частотах АЧХ. Чем тоньше основа, тем сильнее сказывается *копирэффект*, т. е. сильнее эхо-сигналы, возникающие при хранении фонограммы. Шум в паузе зависит от размеров частиц магнитного порошка и равномерности их распределения в рабочем слое ленты.

Ассортимент магнитных лент

Отечественная промышленность предлагает для бытовых и любительских магнитофонов ленты следующих типов: А2601-6Б и А3601-6Б — общей толщиной 55 мкм для магнитофонов старых лет выпуска (прежнее название тип 6); А4402-6Б — общей толщиной 37 мкм для катушечных магнитофонов (прежнее название тип 10); А4407-6Б—общей толщиной 37 мкм с улучшенными качественными показателями; А4409-6Б — общей толщиной 37 мкм с улучшенными качественными показателями; А4203-3Б — общей толщиной 18 мкм, выпускаемая в кассетах.

Кроме того, в продаже бывают ленты шириной 6,25 мм производства ORWO (ГДР) PC35-6 (37 мкм), PC25-6 (27 мкм) и PC18-6 (18 мкм). Две последние следует применять при малых скоростях и только в тех магнитофонах, где натяжение ленты, особенно при пуске, невелико (не превышает 4 и 3 Н соответственно).

Намотка магнитных лент

Магнитные ленты шириной 6,25 мм наматывают в бытовых и любительских магнитофонах на катушки из полистирола (см. рис. 5.1), изготовленные согласно ГОСТ 13275—77. Номер катушки приблизительно соответствует ее наружному диаметру в сантиметрах (см. табл. 5.5 и 5.6).

Радиус рулона ленты r [см], обеспечивающего запись в течение времени t [с] при скорости v [см/с]:

$$r \approx \sqrt{r_0^2 + tv\frac{q}{\pi}},$$

где r_0 — начальный радиус намотки рулона; q — общая толщина ленты, см.

Магнитные ленты шириной 3,81 наматывают только в кассеты (см. рис. 5.5).

Таблица 5.5. **Катушки для магнитной ленты**

Номер катушки	Размеры (рис. 5.1), мм		Масса, г, не более
	D (допуск +2 мм)	*d* (допуск +1 мм)	
7,5	76	35	35
10	102	35	40
13	127	45	65
15	146	50	80
18	178	57	120

Таблица 5.6. **Длина магнитной ленты в рулоне при нормальной плотности намотки на катушку**

Номер катушки	Общая толщина ленты, мкм			
	18	27	37	55
	Длина ленты в рулоне, м, не менее			
7,5	150	100	75	50
10	300	200	150	100
13	540	360	270	180
15	750	500	375	250
18	1050	700	525	350

Эксплуатация магнитных лент

Соединение магнитных лент. Соединять оборвавшиеся ленты, а также фонограммы можно путем *склеивания* и *сращивания*. Для склейки концы ленты надо аккуратно обрезать ножницами, один из концов смазать клеем на участке 1 см вдоль ленты, сложить и на некоторое время сжать обе ленты пальцами. Состав клея для лент с основой из диацетилцеллюлозы: уксусная кислота (23,5 см^3), ацетон (63,5 см^3), бутилацетат (13 см^3). Магнитные ленты с основой из полиэтилтерефталата не склеивают, их надо сращивать с помощью специальной липкой ленты. Узкая полоска такой ленты накладывается на нерабочую сторону соединенных встык магнитных лент. Надо следить, чтобы липкая лента была везде прикрыта магнитной лентой, иначе липкий слой может загрязнить головки магнитофона.

Чтобы в месте соединения не возникала импульсная помеха (щелчок), ножницы, которыми разрезают магнитную ленту, должны быть хорошо размагничены. Для этого используют тот же электромагнит, которым размагничивают магнитные головки (см. рис. 5.37).

Ракорды. К началу и концу фонограммы приклеивают ракорд — цветную ленту, изготовленную из того же материала, что и основа магнитной ленты, но толще ее и прочнее. Ракорд предохраняет концы фонограммы от повреждения при зарядке в лентопротяжный механизм и при пуске, когда неизбежно возникают толчки. Кроме того, ракорд позволяет достичь номинальной скорости к началу фонограммы. На ракорде пишут или печатают название фонограммы. Различные цвета ракордов (белый, желтый, зеленый, красный, синий) используют иногда для обозначения начала и конца фонограммы и для обозначения номинальной скорости.

Хранение магнитных лент. Магнитные ленты и фонограммы на катушках нужно укладывать в полиэтиленовые мешки и хранить в картонных коробках в вертикальном положении на полках, в помещении с температурой 10—20°С и относительной влажностью 60%. Для лент очень вредно продолжительное воздействие температуры выше 30°С, поэтому их нельзя хранить около отопительных приборов и держать на солнце. Во избежание коробления нельзя хранить ленту в сыром помещении. Фонограммы надо оберегать от действия магнитных полей трансформаторов, электродвигателей, микрофонов, громкоговорителей и других приборов во избежание повреждения (частичного стирания) записи и усиления копирэффекта. Копирэффект может также возрасти, если фонограмма хранится при повышенной температуре.

Рулон ленты, намотанный на катушку, не должен иметь ребристую боковую поверхность (допускаются выступы не более 0,5 мм), иначе возможны повреждения выступающих краев.

Магнитные ленты и фонограммы в кассетах надо хранить в специальных коробках, защищающих от пыли. Внешние условия хранения такие же, как для лент и фонограмм на катушках.

5.5. МАГНИТНЫЕ ГОЛОВКИ

Конструкция головок

Магнитная головка состоит из сердечника, обмотки и арматуры крепления. Сердечник изготавливают из тонких пластин пермаллоя или из феррита (последний применяют главным образом в стирающих головках); состоит он из двух половин — полусердечников *1* (рис. 5.34), на которых расположена обмотка *4*. С той стороны, где головка соприкасается с магнитной лентой, полусердечники разделены узкой немагнитной (бронзовой или слюдяной) прокладкой, образующей *рабочий зазор 2*. Ширина d, длина l и глубина t зазора являются важными параметрами головки. Чем меньше ширина d, тем лучше АЧХ записи и воспроизведения, но меньше чувствительность головки. Чувствительность можно повысить, уменьшая глубину t, однако при этом уменьшается срок службы головки. Длина l согласуется с размером дорожки записи фонограммы (см. рис. 5.2 и 5.6).

В записывающих, а иногда и универсальных головках полусердечники, кроме того, разделены *дополнительным зазором 3*, предотвращающим остаточное намагничивание головки.

В стереофонических магнитофонах применяют блоки магнитных головок (рис. 5.35). Изготовление магнитных головок очень сложно, поэтому в любительских магнитофонах рекомендуется использовать головки от бытовых магнитофонов заводского изготовления.

В транзисторных магнитофонах применяют универсальные головки с индуктивностью до 100 мГн, в ламповых — с индуктивностью более 1 Гн. Индуктивность стирающей головки для тран-

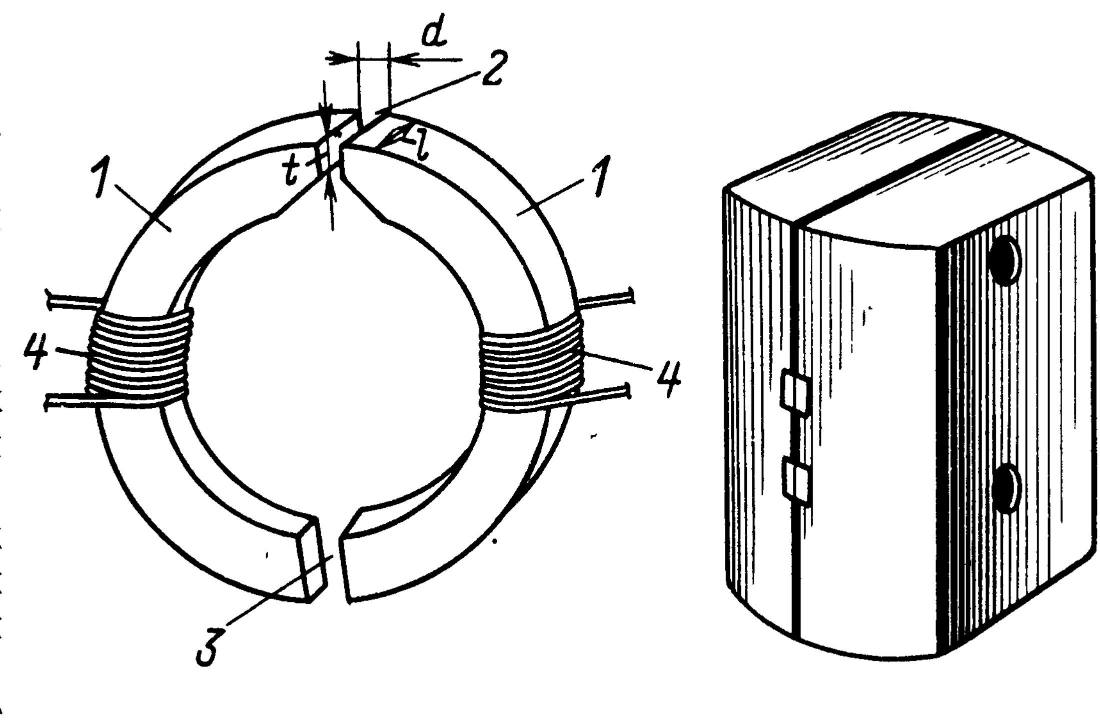


Рис. 5.34

Рис. 5.35

зисторных магнитофонов 1 мГн, для ламповых — несколько миллигенри.

Магнитные головки и двухдорожечные блоки магнитных головок промышленного изготовления соответствуют требованиям ГОСТ 19775—81. Их условное обозначение состоит из следующих элементов: первая цифра обозначает ширину магнитной ленты (3 — для ленты шириной 3,81 мм и 6 — для ленты шириной 6,25 мм); первая буква обозначает назначение головки или блока головок (А — записывающая, В — воспроизводящая, С — стирающая, Д — универсальная); вторая цифра обозначает число головок в блоке; третья цифра обозначает число дорожек фонограммы. Для стирающих головок после третьей цифры добавляется четвертая, обозначающая (целочисленно) скорость ленты. Вторая буква обозначает полное электрическое сопротивление головки: Н — низкое, П — высокое. Цифры после точки обозначают номер разработки. Третья буква обозначает категорию изделия (У — улучшенная, О — обычная). Так, например, двухдорожечный блок универсальных магнитных головок для четырехдорожечной фонограммы третьей разработки категории У, предназначенный для работы с лентой шириной 3,81 мм, обозначается 3Д24Н.3У. В табл. 5.7 приведены данные ряда магнитных головок и блоков магнитных головок для бытовых магнитофонов.

Эксплуатация магнитных головок

Положение магнитной головки необходимо отрегулировать по высоте, наклону рабочего зазора и его размещению в пределах угла огибания головки лентой (см. § 5.6). Для хорошего качества записи и воспроизведения на верхних частотах необходим, кроме того, плотный контакт магнитной ленты с головкой. Его достигают подтормаживая подающий узел лентопротяжного механизма либо прижимая ленту к рабочей поверхности головки с помощью плоской пружины с наклеенным на нее фетром или с помощью эластичной ленты. В первом случае контактное давление $p \approx P/(\rho b)$, где P — натяжение ленты около головки, Н; ρ — радиус рабочей поверхности, м (его можно измерить с помощью шаблона, вырезанного из плотного картона или тонкой пластмассы, рис. 5.36); b — ширина зоны соприкосновения магнитной ленты с головкой, м (часто этот размер равен ширине ленты). Во втором случае $p \approx P/s$, где P —

Таблица 5.7. **Магнитные головки и блоки магнитных головок**

Тип	Индуктивность, мГн	Эффективная ширина рабочего зазора, мкм	ЭДС воспроизведения, мВ	Ток записи, мА	Ток подмагничивания, мА	Ток стирания, мА*
*Блоки магнитных головок****						
6А24Н.4.У	15—25	7	—	0,45	0,27	—
6В24Н.4.У	60—95	2,5	0,375	—	—	—
6С2419.2.У	0,5—0,7	2×100	—	—	—	60
6Д24Н.1.О	60—95	3	0,33	0,27	1,8	—
6Д24Н.4.О	60—95	3	0,38	0,3	1,5	—
6С249.1.У	0,7—1,05	250	—	—	—	60
3Д24Н.1.У	55—90	1,5	0,17	0,12	0,5	—
3Д24Н.1.О	55—90	1,5	0,15	0,2	1,2	—
3Д24Н.21.О	60—100	1,8	0,23	0,15	0,75	—
Магнитные головки						
6Д12П.2.О (УГ-3)	950—1350	4	2,4	0,06	0,8	—
6Д12Н.3.О	40—60	3	0,47	0,28	2,8	—
3Д12Н.2.О	45—75	1,5	0,23	0,15	1,5	—
3Д12Н.21.О	60—100	1,8	0,36	0,3	1,5	—
6С129.1.У	1,4—2,1	250	—	—	—	60
3С124.1.У	0,22—0,37	2×100	—	—	—	80
3С124.21.О	0,25—0,37	200	—	—	—	80
УГ-9**	35—80	2	0,47	0,3	1,5	—
СГ-9*	0,28—0,35	200	—	—	—	80

* Ток стирания указан при частоте 80 кГц для катушечных магнитофонов и 50 кГц для кассетных и соответствует стиранию на 65 дБ.
** Магнитные головки первых выпусков.
*** Данные приведены для каждой головки блока.

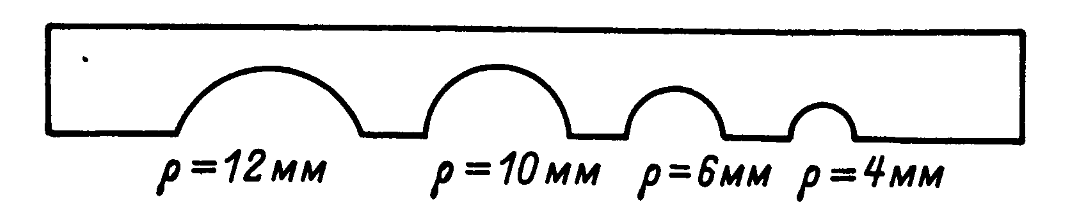


Рис. 5.36

сила прижима ленты, Н; s — площадь контакта ленты с головкой, м^2 (ее можно определить по следу, оставляемому на головке движущейся ленты, если предварительно нанести на рабочую поверхность тонкий слой мела).

Средняя норма контактного давления p = = 8 кПа.

Пример. Радиус закругления головки ρ = = 10 мм; контакт с головкой осуществляется по всей ширине ленты, т. е. b = 6,25 мм; отсюда необходимое натяжение ленты

$$P = p\rho b = 8000 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}25 \cdot 10^{-3} = 0{,}5 \text{Н}.$$

Рабочая поверхность головки может загрязниться магнитным порошком, отделяющимся от движущейся ленты. Это резко ухудшает качество записи и воспроизведения. Головку можно чистить заточенной спичкой и суконкой, смоченной в спирте. *Применение металлических предметов недопустимо!* Одновременно чистят и весь тракт движения ленты, следя за тем, чтобы пыль, магнитный порошок и небольшие кусочки ленты не попали на движущиеся детали лентопротяжного механизма.

Новые головки следует размагнитить. Размагничивание производят и при эксплуатации после случайного прикосновения к головке стальным инструментом (например, ножницами, отвертками), а также в случае резкого увеличения шума при воспроизведении.

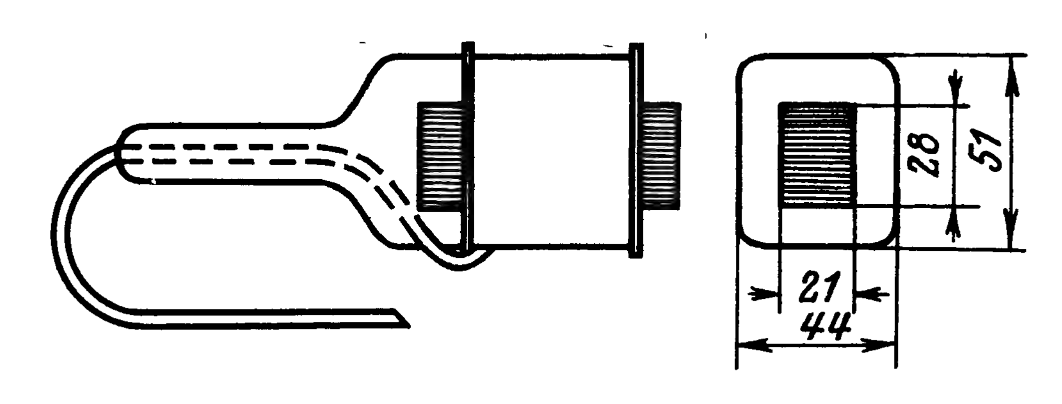


Рис. 5.37

Для размагничивания применяют ручной электромагнит (рис. 5.37). Включив электромагнит в сеть, плавно подносят его к головке, так же плавно удаляют на расстояние 0,5 м и выключают. Размагничивание следует проводить при выключенном магнитофоне. Если головка имеет съемный экран, то перед размагничиванием надо его снять.

Нельзя оставлять электромагнит включенным более 1,5—2 мин, т. к. он перегревается. Необходимо следить, чтобы в поле электромагнита не оказалась фонограмма.

Сердечник электромагнита собран из 60 пластин электротехнической стали толщиной 0,35 и длиной 70 мм. Обмотка содержит 1680 витков ПЭЛ-0,38 для напряжения сети 220 В или 970 витков ПЭЛ-0,47 для напряжения сети 127 В.

5.6. НАЛАЖИВАНИЕ МАГНИТОФОНОВ

Измерительные магнитные ленты

Согласно ГОСТ 19786—74 изготавливают измерительные магнитные ленты типа ЛИЛ для измерения и контроля параметров бытовых магнитофонов. Комплект измерительных лент состоит из четырех частей.

Часть «У» служит для настройки индикатора уровня магнитофона и содержит сигнал 400 Гц, записанный с номинальным уровнем записи. (При новом стандарте этот уровень является опорным).

Часть «Ч» содержит сигналы ряда частот звукового диапазона, записанные с нормированной АЧХ уровня записи; АЧХ имеет спад в сторону верхних частот и иногда подъем на нижних частотах. АЧХ можно представить таблицей или графиком, однако практически ее удобнее нормировать и запомнить с помощью электрического аналога (рис. 5.38). В аналоге можно так подобрать постоянные времени τ_1 и τ_2, что частотная зависимость полного входного сопротивления $Z_{вх}$ будет точно совпадать с нормированной АЧХ уровня записи. В этом случае достаточно нормировать значения τ_1 и τ_2 [с], а ход АЧХ при необходимости рассчитать по формуле (A в децибелах)

$$A = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 \tau_2^2}\right) - 10 \lg (1 + 4\pi^2 f^2 \tau_1^2).$$

АЧХ усилителя воспроизведения (табл. 5.8) образуется как сумма двух АЧХ: первой, спадающей по закону — 6дБ/октава, которая компенсирует рост с частотой ЭДС индукции, возбуждаемой в воспроизводящей головке, и второй, обратной АЧХ уровня записи части «Ч» измерительной ленты. Кроме того, в усилителе необходим некоторый подъем на ВЧ для компенсации различного рода потерь воспроизведения.

Часть «Н» представляет собой специальную двухдорожечную фонограмму для установки правильного наклона рабочего зазора магнитной головки.

Часть «Д» содержит сигнал 3150 Гц, записанный с высокой стабильностью скорости; она предназначена для измерения коэффициента детонации.

Комплекты измерительных лент выпускают для скоростей 19,05; 9,05 и 4,76 см/с и, кроме того, раздельно для двухдорожечных магнитофонов старых лет выпуска и четырехдорожечных магнитофонов, а также для катушечных (ширина ленты 6,25 мм) и для кассетных магнитофонов (ши-

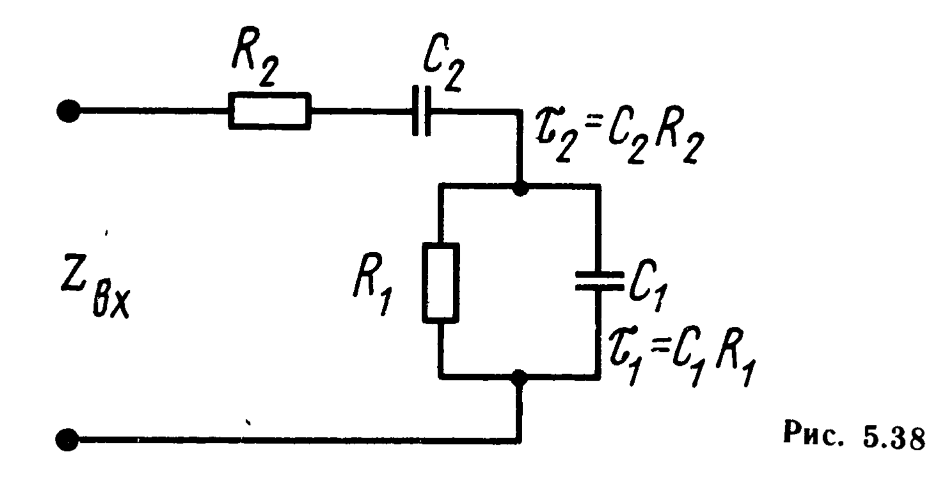


Рис. 5.38

Таблица 5.8. **АЧХ усилителя воспроизведения (относительный уровень, дБ)**

Скорость ленты, см/с	Постоянные времени, мс		Частота, Гц									
	τ_1	τ_2	40	80	250	400	1000	4000	8000	10000	12500	16000
19,05	70	∞	20	14	4	0	−7,2	−14	−15	−15	−15	−15
9,53	90	3180	16	12,5	4	0	−7	−12	−13	−11	−9	—
4,76	120	1590	11,5	10	3,5	0	−6,2	−10	−6	−4	−2	—

рина ленты 3,81 м). Все эти данные обозначены на коробке, в которую упакована измерительная лента.

Испытание лентопротяжного механизма

Зарядив лентопротяжный механизм полной катушкой хорошей ленты (невысохшей, нерастянутой, некоробленой и желательно без склеек), проверяют ее движение при рабочем ходе и при ускоренных перемотках. Лента должна двигаться равномерно, без толчков, что можно ощутить, прикоснувшись к ней пальцем. Во время движения лента не должна перемещаться вверх и вниз более чем на 0,5 мм, считая расстояние от верхнего до нижнего положения. Для проверки следует вблизи от головок поместить за лентой кусок миллиметровой бумаги и наблюдать за движущейся на фоне этой бумаги лентой через лупу. Большое перемещение может быть вызвано неровной поверхностью прижимного ролика, плохой намоткой ленты на катушки, неправильной установкой направляющих. Края ленты не должны цепляться за борта катушек и подминаться на пути своего движения. Если прижим ленты к головкам осуществляется ее натяжением, то оно должно быть не меньше расчетного значения, приведенного в § 5.5.

Измерение натяжения ленты. В первую очередь натяжение ленты надо проверить со стороны подающего узла в начале рабочего хода при полном рулоне на подающей катушке (когда оно минимально) и в конце (когда оно максимально) с помощью самодельного пружинного динамометра (рис. 5.39): цифрой *1* обозначены указатели правильного направления ленты. Динамометр следует предварительно отградуировать набором гирь. На рис. 5.40 показано, как это делается: здесь *1* — нить, *2* — вспомогательный обводной ролик, *3* — гиря. Натяжение изменяют регулировкой фрикциона подающего узла. Отношение максимального натяжения к минимальному не должно превышать двух. После этого проверяют натяжение ленты со стороны приемного узла, оно должно быть на 20—30% больше натяжения со стороны подающего узла во избежание образования петли при пуске ленты.

Если лента прижимается к универсальной головке лентоприжимом, то натяжение ленты со стороны подающего узла регулируют так, чтобы подача ленты к головкам была равномерной (без толчков), а прижим ленты к головке стирания обеспечивал равномерное стирание по длине ленты.

Намотка ленты на катушку должна быть ровной, без уступов, лента должна плавно тормозиться при останове. Слишком резкое торможение опасно, т. к. может растянуть ленту. Добившись хорошей работы лентопротяжного механизма, можно начать его испытание.

Измерение средней скорости ленты. Необходимо взять полную катушку размагниченной ленты и вклеить в нее два отрезка ленты длиной 1—2 см с какой-либо записью. Первый отрезок вклеивают на расстоянии 3—4 м от начала ленты, а второй — на расстоянии 22,86 м от первого. Расстояние между серединами отрезков надо измерить линейкой возможно точнее, не растягивая при этом ленту. Зарядив полученную таким путем контрольную ленту, магнитофон включают на воспроизведение и по секундомеру определяют интервал времени между звуковыми импульсами в момент прохождения вклеек около универсальной головки. При скорости ленты 19,05 см/с этот интервал должен составлять 120 с, при скорости 9,53 см/с — 240 с и т. д. Отклонение от указанных значений позволяет определить отличие скорости от номинала. Например, если в магнитофоне с номинальной скоростью 19,05 см/с измеренный интервал времени оказался 130 с, то отклонение скорости 100% (120—130)/120 = —8,3%.

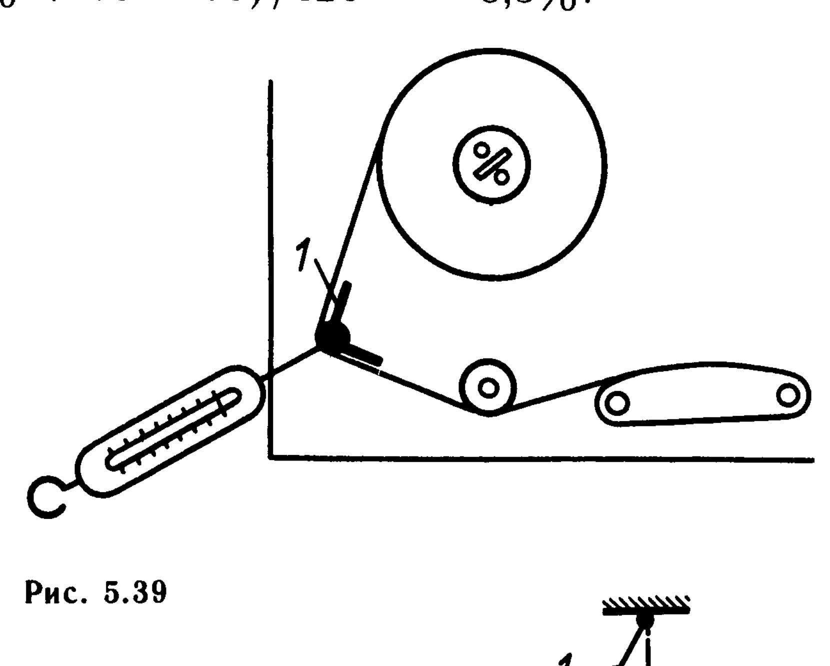


Рис. 5.39

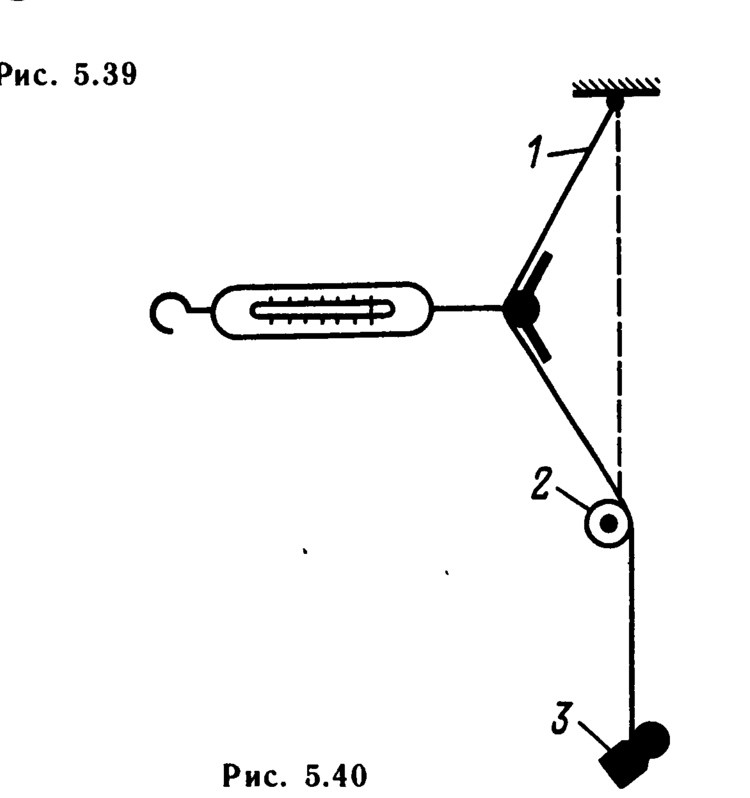


Рис. 5.40

Вклейки с записью можно заменить вклейками цветных ракордов. В этом случае наблюдают моменты их прохождения около какой-либо детали механизма, например около направляющей стойки.

Среднюю скорость ленты нужно измерить для двух режимов работы механизма, соответствующих началу и концу записи. Для этого катушку с контрольной лентой первый раз устанавливают на подающий узел, а второй раз — на приемный узел, отмотав 30—35 м ленты на подающую катушку. Причиной больших отклонений скорости могут быть проскальзывания в передаче от двигателя к ведущему узлу, чрезмерное натяжение ленты со стороны подающего узла (например, из-за неисправности тормоза), неисправность электродвигателя и плохой прижим ленты к ведущему валу из-за выработки резины на прижимном ролике.

Измерение коэффициента детонации. Для этого измерения необходимо иметь измерительную ленту (часть «Д») и детонометр. Его включают на выход магнитофона. Если детонометра нет, то записывают фортепьянную музыку (особенно подходят медленные чередования длительных аккордов) и по качеству звуковоспроизведения судят о детонации. При плохо работающем лентопротяжном механизме звук «плывет» — рояль звучит как гавайская гитара.

Причиной повышенной детонации являются обычно биения вращающихся деталей лентопротяжного механизма (особенно ведущего вала), выработка резиновых поверхностей роликов, дефекты пассиков, чрезмерно сильное натяжение ленты.

Испытание канала воспроизведения

До испытания канала воспроизведения нужно размагнитить при помощи электромагнита (см. рис. 5.37) магнитные головки и стальные детали механизма, с которыми соприкасается магнитная лента.

Для испытания канала воспроизведения нужно иметь измерительную ленту, соответствующую скорости ленты (части «У» и «Ч»), ламповый вольтметр и осциллограф.

Проверка правильности установки универсальной (воспроизводящей) головки. Головка устанавливается по высоте в соответствии со стандартным расположением дорожек записи, а ее рабочий зазор должен находиться в середине угла обхвата головки лентой и под углом 90° к направлению движения ленты. Правильное расположение рабочего зазора *2* магнитной головки *1* по отношению к магнитной ленте *3* показано на рис. 5.41. Выполнение первых двух требований определяют осмотром взаимоположения головки и ленты. Угол наклона магнитной головки *1* (рис. 5.42) регулируют винтом *4*, изменяющим положение площадки *2*, на которой крепится головка. Винт *5* является стопорным; *3* — панель магнитофона, *6* — стальной шарик.

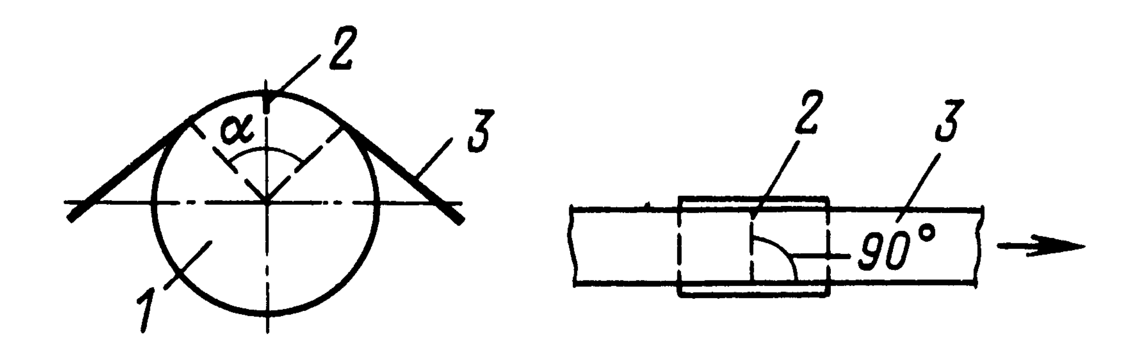


Рис. 5.41

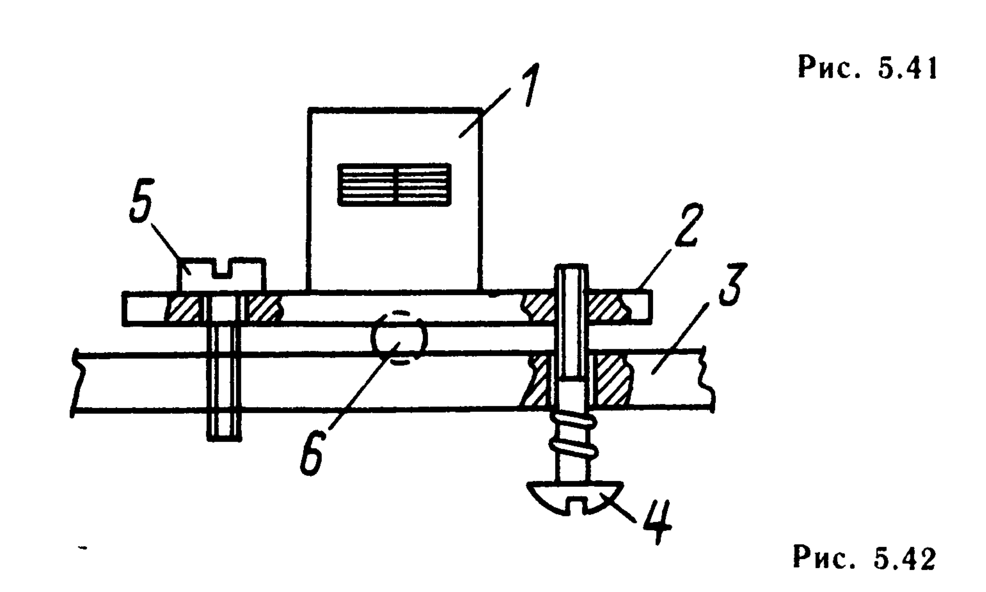


Рис. 5.42

Чтобы установить правильный наклон рабочего зазора воспроизводящей головки, воспроизводят сигналы, содержащиеся в части «Н» измерительной ленты одновременно с обеих дорожек. На них записан сигнал одной и той же частоты с периодически быстро чередующимся сдвигом фаз. На первом и третьем участках он равен $180°+\varphi$ и $180° - \varphi$ соответственно, на втором участке 180° При правильном наклоне рабочего зазора головки выходное напряжение магнитофона при воспроизведении со второго участка должно быть минимальным, а при воспроизведении с первого и третьего участков —одинаковым. Наблюдение за выходным напряжением удобно вести по осциллографу.

Наклон рабочего зазора можно устанавливать и без измерительной ленты, воспроизводя высококачественную музыкальную запись, сделанную на магнитофоне с заведомо правильно установленной головкой. Изменяя во время воспроизведения наклон рабочего зазора, находят такое его положение, при котором лучше всего воспроизводятся высокие звуки. При этом регулятор тембра надо поставить в положение, соответствующее максимальному усилению на верхних частотах.

Проверка АЧХ канала воспроизведения по измерительной ленте (часть «Ч»). Отсчитывая показания лампового вольтметра на ряде частот, строят АЧХ канала, которая должна находиться в пределах поля допусков по ГОСТ 12392—71 (см. рис. 5.3).

Если АЧХ канала воспроизведения неудовлетворительна, проверяют АЧХ усилителя в режиме воспроизведения. Для этого на его вход подают напряжение от звукового генератора через делитель R_1R_2 (рис. 5.43), размещаемый непосредственно у головки. Поддерживая напряжение постоянным, изменяют частоту генератора и для каждого ее значения определяют выходное напряжение усилителя. Напряжение генератора должно быть таким, чтобы в пределах всего рабочего диапазона частот напряжение на выходе усилителя не превышало значения, максимально допустимого для данного магнитофона. Характеристика усилителя с магнитной головкой среднего качест-

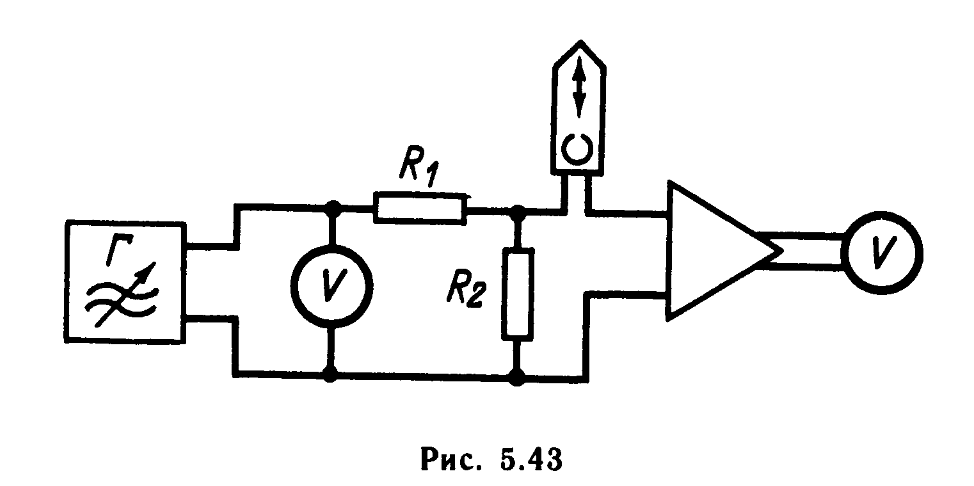


Рис. 5.43

ва должна соответствовать указанной в табл. 5.8. Коррекцию АЧХ производят изменением параметров элементов схемы усилителя.

Причиной плохой АЧХ канала воспроизведения обычно является магнитная головка. Наиболее часты следующие ее дефекты: загрязненность рабочей поверхности, непрямолинейность рабочего зазора (дефект изготовления), износ сердечника головки и расширение вследствие этого рабочего зазора.

При отсутствии измерительной ленты, когда нельзя проверить АЧХ канала воспроизведения, следует лишь установить правильность АЧХ усилителя при воспроизведении, а о качестве головки можно судить, сравнивая звучание хорошей музыкальной записи на испытуемом и на другом, заведомо исправном магнитофоне. Для правильного сравнения надо прослушивание в обоих случаях проводить через один и тот же оконечный усилитель и громкоговоритель.

Испытание высокочастотного генератора

Включив магнитофон на запись, но без ленты, измеряют частоту и ток через головку стирания. Частоту измеряют с помощью осциллографа методом фигур Лиссажу; она должна соответствовать данным используемого генератора (обычно 40—80 кГц). Ток стирания измеряют ламповым вольтметром, подключенным параллельно резистору сопротивлением 10 Ом, включенному на время измерений последовательно с головкой стирания в заземленный провод. Ток рассчитывают по закону Ома. Подключив к упомянутому резистору осциллограф, проверяют симметричность кривой тока стирания (обычно это синусоидальный ток). Если ток стирания для данной головки мал, надо проверить транзистор (лампу) генератора, режим его работы и изменить емкость включенного последовательно с головкой конденсатора. Отсутствие колебаний или искаженная их форма чаще всего бывает вследствие пробоя между витками катушки контура или при неисправности транзистора (лампы). Проверив работу генератора, испытывают качество стирания записей. Для этого можно воспользоваться ненужными фонограммами записанными с большим уровнем. Зарядив ленту в магнитофоне, включают его на 2—3 мин на запись при выведенном регуляторе усиления. Перемотав после этого ленту, прослушивают стертый участок при полностью введенном регуляторе громкости и определяют на слух качество стирания.

Причинами плохого стирания могут быть недостаточный ток стирания, загрязнение головки стирания, плохой контакт ее с движущейся лентой, неправильная установка головки по высоте (сердечник головки не перекрывает полностью дорожку записи) либо неисправность головки (чаще всего короткое замыкание части витков обмотки). Неисправность головки можно обнаружить, измерив ее индуктивность.

Испытание канала записи-воспроизведения

Установка тока подмагничивания. На вход усилителя магнитофона подают от звукового генератора напряжение частотой 1 кГц и регулятором усиления устанавливают уровень записи, при котором затемненный сектор электронно-светового индикатора уровня лишь немного сузится. Проводят подряд несколько записей при различных емкостях конденсатора (или сопротивлениях резистора), регулирующих ток подмагничивания, и запоминают эти положения. Потом, при воспроизведении, сравнивают записи между собой и определяют, для какой из них выходное напряжение усилителя воспроизведения получилось наибольшим. Соответствующее этой записи подмагничивание и устанавливают в магнитофоне.

В магнитофонах с двумя или тремя скоростями подмагничивание подбирают для большей скорости.

Настройка индикатора уровня записи. На любой вход магнитофона подают напряжение $U_{вх1}$ сигнала 400 Гц, близкое к номинальному. Регулятором усиления (или отдельным регулятором уровня записи) устанавливают схождение затемненного сектора лампы индикатора или отклонение стрелки индикатора на отметку шкалы, соответствующую номинальному уровню записи. Проводят запись, перематывают ленту и воспроизводят записанный сигнал, измеряя выходное напряжение $U_{вых1}$. При том же усилении в канале воспроизведения воспроизводят сигнал 400 Гц, записанный в части «У» измерительной ленты и измеряют соответствующее выходное напряжение $U_{вых2}$. Если $U_{вых1} \approx U_{вых2}$, то индикатор уровня записи настроен правильно. Если же эти напряжения неодинаковы, необходима регулировка потенциометра (или резисторного делителя напряжения) на входе индикатора *.

Измерение АЧХ канала запись — воспроизведение. На вход магнитофона подают постоянное напряжение от звукового генератора, проводят запись сигналов ряда частот звукового диапазона, воспроизводят их и по результатам измерения выходного напряжения строят АЧХ. Если она неудовлетворительна, то надо проверить АЧХ усилителя при записи. Перед проверкой АЧХ

* Стандарт, вводимый в действие в 1983 г., предусматривает иную настройку индикатора, при которой показание 0 дБ будет соответствовать уровню записи выше номинального.

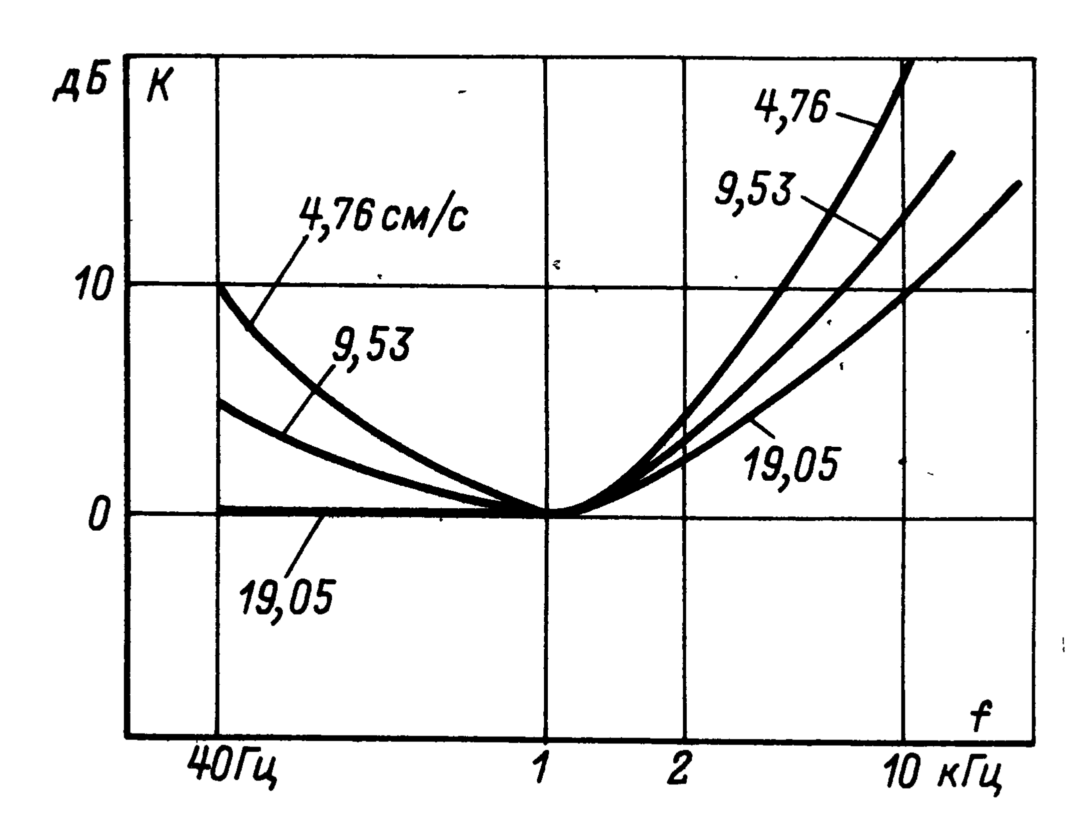


Рис. 5.44

отпаивают провод, по которому от генератора подается в головку ток подмагничивания. В заземленный провод, подходящий к головке, впаивают резистор сопротивления 100 Ом и параллельно ему подключают ламповый вольтметр. Показания вольтметра будут пропорциональны току записи. После этого магнитофон переключают в режим записи и снимают АЧХ (зависимость тока записи от частоты при постоянном входном напряжении). Она должна быть близка к приведенной на рис. 5.44.

Причинами плохой АЧХ канала запись — воспроизведение помимо неудовлетворительной АЧХ усилителя при записи могут быть чрезмерно большой ток подмагничивания и дефекты рабочего зазора магнитной головки. В некоторых случаях универсальная головка может удовлетворительно работать при воспроизведении, но плохо при записи и наоборот. При раздельных головках записи и воспроизведения обязательна регулировка наклона рабочего зазора головки записи (осуществляется при записи сигнала высокой частоты путем ряда проб).

Испытание магнитофона заканчивается проведением пробных записей и их прослушиванием. Больше всего для этого подходят записи с хорошего проигрывателя грампластинок или с трансляционной сети. При прослушивании надо обратить внимание на степень заметности нелинейных искажений, фона и шума. Причиной нелинейных искажений могут быть недостаточный ток подмагничивания, неправильная настройка индикатора уровня (из-за этого возникает перемодуляция) и искажения в усилителе. В последнем случае искажения слышны через громкоговоритель магнитофона уже во время записи.

Источником фона в записи бывает обычно фон усилителя из-за наводок от электродвигателя, трансформатора питания и пульсаций питающих напряжений. Повышенный шум в записи (шипение) свидетельствует о несимметричной форме тока подмагничивания либо об остаточной намагниченности универсальной головки.

5.7. МИКРОФОНЫ ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

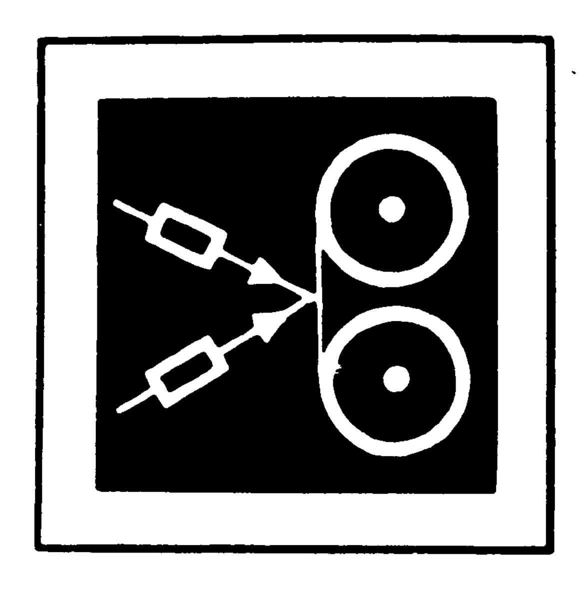
Основные данные микрофонов приведены в табл. 5.9. Микрофон МД-47 применяют с ламповыми магнитофонами, остальные — с транзисторными, хотя и их можно подключать к ламповым магнитофонам через повышающие трансформаторы 1:30, 1:40. Однонаправленные микрофоны более удобны для записи в шумных помещениях и на улице.

Нормальное расстояние от микрофона до источника звука — 0,5 м. При меньшем расстоянии записанный звук будет казаться глухим, а при большем будет больше ощущаться объем помещения (сильнее реверберация). Для записи звука от многих источников (например, для записи небольшого музыкального ансамбля) ненаправленный микрофон можно подвешивать в центре на высоте 2—2,5 м от пола. При записи на открытом воздухе микрофон надо оберегать от прямого действия ветра. Для этого микрофон можно снабдить коротким рупором или козырьком из картона.

Таблица 5.9. **Основные качественные показатели и конструктивные данные микрофонов**

Тип	Номинальный диапазон частот, Гц	Неравномерность АЧХ, дБ	Чувствительность на частоте 1000 Гц при номинальной нагрузке, мВ/Па	Номинальное сопротивление нагрузки, Ом	Средняя разность чувствительности между фронтом и тылом, дБ	Вид характеристики направленности*	Габариты, мм	Масса с подставкой, г
МД-44	100—8000	12	0,63	250	10	ОН	33×50	200
МД-47	100—10000	20	15	500000	—	НН	94×71×32	260
МД-55	60—8000	12	1,25	250	—	НН	60×80	1650
МД-200	100—10000	12	1,5	250	12	ОН	34×120	120
МД-64	100—12000	10	1,0	250	12	ОН	33×115	200
МД-52Б	50—15000	12	1,2	250	12	ОН	32×114	170

* НН — ненаправленная круговая; ОН — однонаправленная (кардиоидная).



МАГНИТНАЯ ВИДЕОЗАПИСЬ

РАЗДЕЛ 6

СОДЕРЖАНИЕ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Терминология

Видеомагнитофон — устройство, предназначенное для магнитной записи и (или) воспроизведения сигналов телевизионного изображения и звукового сопровождения.

Видеомагнитофон-приставка — видеомагнитофон, работающий только с телевизором.

Видеола — видеомагнитофон, встроенный в телевизор.

По способам зарядки и хранения магнитной ленты видеомагнитофоны разделяются на катушечные, в которых используется лента, намотанная на катушки, и кассетные, в которых используется магнитная лента в кассете.

Видеофонограмма — сигналограмма на магнитной ленте, совмещающая в себе видеограмму (запись сигналов изображения) и фонограмму (запись звукового сопровождения).

Строчка записи — часть дорожки записи, длина которой ограничена размерами носителя или конструктивными особенностями устройства записи.

Строчная запись — запись, при которой дорожка записи разделена на строчки записи. Продольно-строчная, наклонно-строчная и поперечно-строчная запись различаются по расположению строчек записи видеограммы относительно направления движения носителя.

Формат записи — размеры и расположение строчек и дорожек на магнитной ленте, принятые для видеофонограммы видеомагнитофона.

Взаимозаменяемость видеофонограмм — свойство видеофонограмм и видеомагнитофонов, заключающееся в том, что сигналы, записанные на одном видеомагнитофоне, можно воспроизводить на другом.

Видеоголовка — магнитная головка, используемая для записи и воспроизведения изображений.

Диск видеоголовок — вращающийся диск с магнитными видеоголовками (одной, двумя или четырьмя).

Стоп-кадр — режим работы видеомагнитофона, при котором многократно воспроизводится один кадр записанного изображения.

Выпадение сигнала — кратковременный перерыв или недопустимое уменьшение уровня воспроизводимого сигнала, обусловленное дефектами носителя записи или особенностями работы устройства записи и (или) воспроизведения.

Компенсатор выпадений — электронное устройство, уменьшающее заметность выпадений в воспроизводимом сигнале.

Видеоканал — канал записи — воспроизведения телевизионного изображения.

ЧМ канал — канал записи — воспроизведения ЧМ сигнала, в который преобразован телевизионный сигнал.

Система обработки — устройство, предназначенное для регенерации искаженной или «зашумленной» части воспроизводимого ТВ сигнала.

Временные искажения — различие временных масштабов сигналов при записи и воспроизведении вследствие неравенства скоростей записи и воспроизведения или деформации носителя.

Компенсатор временных искажений — электронное устройство, уменьшающее временные искажения в воспроизводимом сигнале.

Система авторекинга — электромеханическое устройство, обеспечивающее автоматическое совмещение видеоголовки с воспроизводимой магнитной строчкой записи.

Термины, относящиеся к магнитным головкам и магнитным лентам, приведены в § 5.1.

Запись и воспроизведение телевизионного сигнала

Процесс магнитной видеозаписи более сложен, чем процесс звукозаписи. Это связано с тем, что верхняя частота видеосигнала достигает 6 МГц, а рабочая полоса частот занимает 18 октав. Кроме того, при воспроизведении необходимо иметь отношения сигнал/шум не ниже 40 дБ и сохранить временные соотношения в сигнале, иначе возникнут геометрические искажения изображения. Запись в видеомагнитофоне осуществляется при значительно более высокой относительной скорости благодаря вращению видеоголовок при одновременном перемещении ленты. Для уменьшения влияния паразитной АМ и снижения отношения верхней записываемой частоты к нижней применяют частотную модуляцию и записывают на ленту ЧМ сигнал. Сохранение требуемых временных соотношений достигается применением высокоточных лентопротяжных механизмов и систем автоматического регулирования. Воспроизводимый сигнал обычно подвергают обработке, после которой неизбежные выпадения отдельных элементов сигнала из-за дефектов ленты становятся менее заметными; кроме того, электронным путем снижают временные искажения, регулируют размах и улучшают форму импульсной части полного ТВ сигнала.

В телевизионном вещании используют видеомагнитофоны с четырьмя вращающимися головками, записывающими строчки поперек магнитной ленты шириной 50,8 мм. Для бытовой видеозаписи обычно применяют ленту шириной 12,7 мм и записывают на нее сигнал изображения двумя вращающимися видеоголовками, наносящими на ленту строчки под острым углом к направлению движения ленты. Существуют также видеомагнитофоны, записывающие изображение на ленте шириной 19 мм и 6,3 мм двумя или одной вращающейся магнитной головкой. Хотя одноголовочные видеомагнитофоны, в принципе, обеспечивают более высокое качество записи, чем двухголовочные, последние предпочитают из-за более простой заправки ленты.

В табл. 6.1 приведены основные характеристики отечественных катушечных видеомагнитофонов, работающих на ленте 12,7 мм. Все они, кроме ВМ-403, предназначены для бытовых целей. Видеомагнитофон ВМ-403 имеет улучшенные характеристики по каналу изображения, что позволяет применять его для научных исследований, учебно-

Таблица 6.1. **Катушечные видеомагнитофоны**

Параметр	ВК-1/2	«Электроника-501»	«Электроника-509»	«Электроника-508»	«Электроника-551»	ВМ-403
Назначение	Комбинированный	Переносимый	Носимый	Переносимый	Настольный	Настольный
Масса, кг	18/7,6	12	10	15	12	40
Размеры, мм	370×370×210	260×290×160	393×360×150	420×382×202	410×282×160	600×430×320
Скорость ленты, см/с	9,53	16,32	6,56	16,32	7,8	19,03
Скорость головка/лента м/с	11,0	8,9	8,1	8,1	8,1	10,86
Время непрерывной записи, мин	110	35	120	45	170	60
Канал изображения:						
вид ТВ сигнала	Черно-белый	Черно-белый	Цветной	Цветной	Цветной	Цветной
четкость строк, не менее	250	250	200	220	220	450
отношение сигнал/шум, дБ	40	40	35	36	38	40
Канал звука:						
полоса частот, Гц	63—10000	100—10000	100—8000	100—10000	100—10000	63—12000
отношение сигнал/шум, дБ	40	40	38	38	38	45
Питание	Сетевое/аккумулятор	Аккумулятор	Сетевое	Сетевое	Сетевое	Сетевое

го телевидения и т. д. Кассетные цветные видеомагнитофоны (табл. 6.2) несколько сложнее по конструкции, но удобнее для использования. Они имеют стандартную видеофонограмму (рис. 6.1).

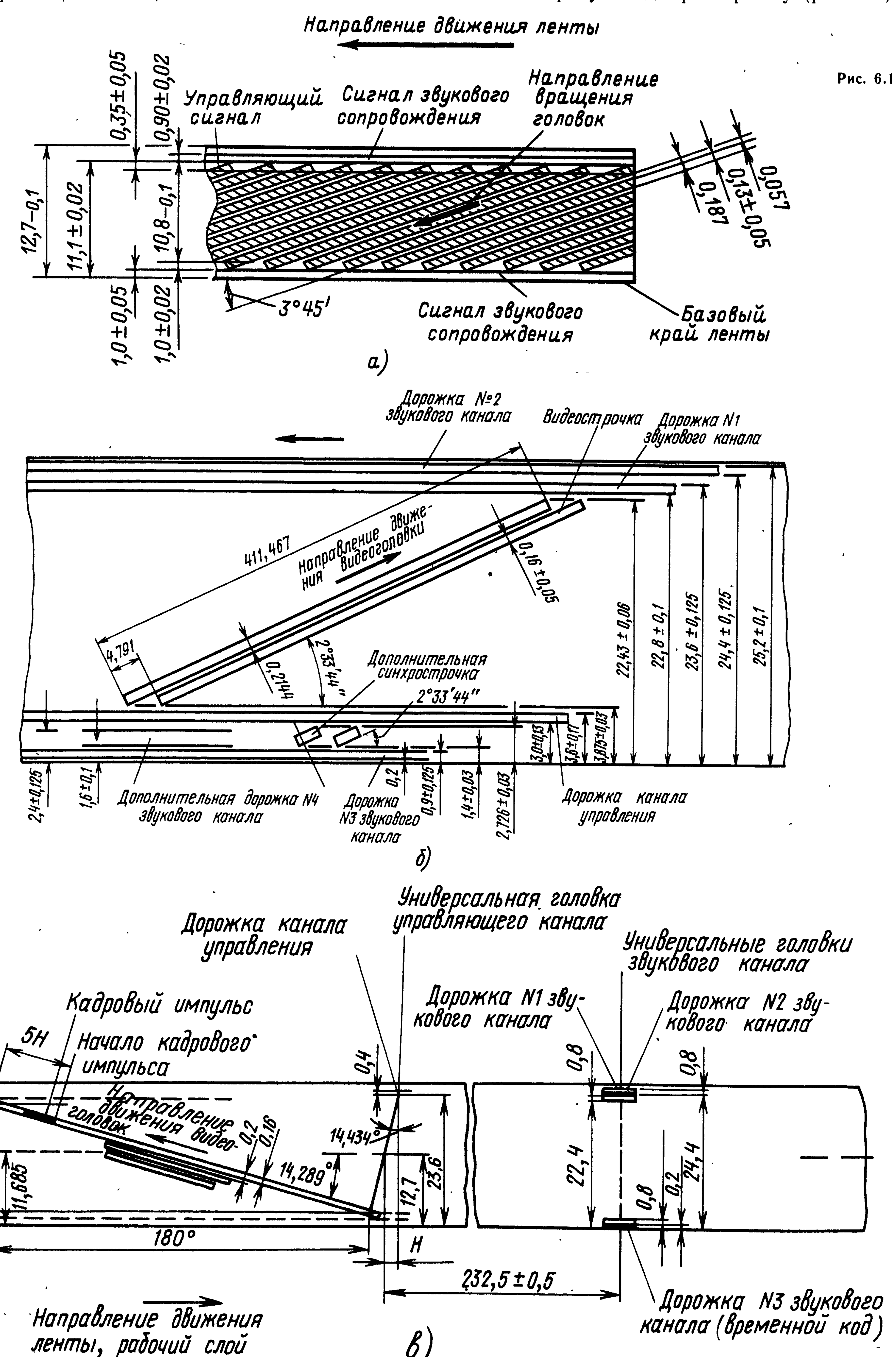


Рис. 6.1

Таблица 6.2. Кассетные цветные видеомагнитофоны

Параметр	«Электроника-505-видео», «Сатурн-505»	«Орбита-501-видео»	«Спектр-203»
Назначение	Переносимый	Переносимый	Настольный
Масса, кг	10	11	17
Размеры, мм	318×326×132	305×355×130	560×355×167
Скорость ленты, см/с	8,1	8,1	8,1
Время непрерывной записи, мин	30	30	30
Тип кассеты	ВК-30	ВК-30	ВК-30
Канал изображения:			
четкость строк, не менее, для черно-белого изображения	250	220	220
для цветного изображения	200	200	200
Отношение сигнал/шум, дБ	40	38	38
Канал звука:			
полоса частот, Гц	80—10 000	100—10 000	120—12 500
Отношение сигнал/шум	38	38	37
Питание	Аккумуляторное	Аккумуляторное	Сетевое
Потребляемая мощность, Вт	30	50	140

Параметры видеомагнитофонов

Параметры видеомагнитофонов в значительной степени определяются форматом записи. Для любительских конструкций, предназначаемых для записи и воспроизведения черно-белого и цветного изображения на магнитную ленту шириной 12,7 мм, рекомендуется формат, приведенный на рис. 6.1, *а*. Основные характеристики видеомагнитофонов:

Число вращающихся видеоголовок	2
Диаметр барабана, мм	105±0,022
Номинальная частота вращения барабана, об/мин	1500
Номинальная скорость ленты, см/с	14,29
Допускаемые отклонения скорости ленты:	
при записи черно-белого изображения, %	±2
при записи цветного изображения, %	±0,3
Частота ЧМ сигнала, записываемого на ленту:	
на уровне синхронизирующих импульсов, МГц	3,0±0,15
на уровне белого, МГц	4,4±0,15
на уровне ограничения по пикам белого, МГц	4,8±0,15
Поднесущая цветности при записи цветного изображения:	
красная строка, МГц	0,594
синяя строка, МГц	0,750
Уровень тока записи относительно тока записи сигнала яркости (в цветном видеомагнитофоне)	22,0±0,5 дБ

На ленте шириной 25,4 мм рекомендуется записывать, применяя наклонно-строчный сегментный B или несегментный C форматы. При этом можно получить значительно более высокое качество изображения. По формату B (рим. 6.1, *б*) изображение записывается двумя видеоголовками. Диск с видеоголовками вращается с частотой 9000 об/мин. Направляющий барабан $D = 50{,}3$ мм обхватывается лентой в пределах угла 190°. Относительная скорость головка/лента получается равной 24 м/с, что дает возможность записать несущую 8,5 МГц, скорость ленты 24 см/с. Магнитная строчка имеет длину 80 мм и записывается под углом 14,4° к базовому краю ленты. Поле телевизионного изображения разбивается на шесть сегментов по 52 телевизионной строчки в каждой магнитной строчке. Формат B предусматривает запись двух дорожек с высококачественным звуковым изображением и запись отдельной дорожки для кода или режиссерских пояснений.

По формату C (рис. 6.1, *в*) изображение записывается одной видеоголовкой, а часть кадрового гасящего импульса — другой. Диск с головками вращается с частотой 3000 об/мин. Направляющий барабан диаметром 135 мм обхватывается лентой на угол 356°. Относительная скорость выбрана 20 м/с, скорость ленты 24 см/с. Магнитная строчка имеет длину 411,5 мм, на ней размещается 302 телевизионных строки, остальная часть поля (10,5 телевизионных строк) записывается на коротких наклонных строчках. По верхнему краю ленты записываются две дорожки звукового сопровождения, между видеострочками и синхрострочками — дорожка канала управления, а по нижнему краю ленты — дорожка для записи временного кода или режиссерских пояснений. Формат C допускает запись вместо синхрострочек дополнительной четвертой звуковой дорожки; в этом случае кадровый синхронизирующий импульс регенерируется электронным способом.

При использовании формата C видеоголовка устанавливается на биморфном пьезокерамическом элементе и управляется системой автотрекинга, что позволяет обеспечить хорошую взаимозаменяемость видеофонограмм и воспроизвести ускоренное, замедленное изображение, а также стоп-кадр.

Широкое распространение получает высокоплотная запись без промежутков между строчками видеоголовками с взаимно перекошенными рабочими зазорами. В сочетании с системой автотрекинга она позволяет в несколько раз увеличить время непрерывной записи одной кассеты (см. также § 6.3).

6.2. СТРУКТУРНЫЕ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ВИДЕОМАГНИТОФОНОВ

Упрощенная структурная схема бытового видеомагнитофона для записи черно-белых ТВ сигналов приведена на рис. 6.2.

Записываемый ТВ сигнал проходит через устройство автоматической регулировки уровня *1*, фиксируется по уровню «черного» и через

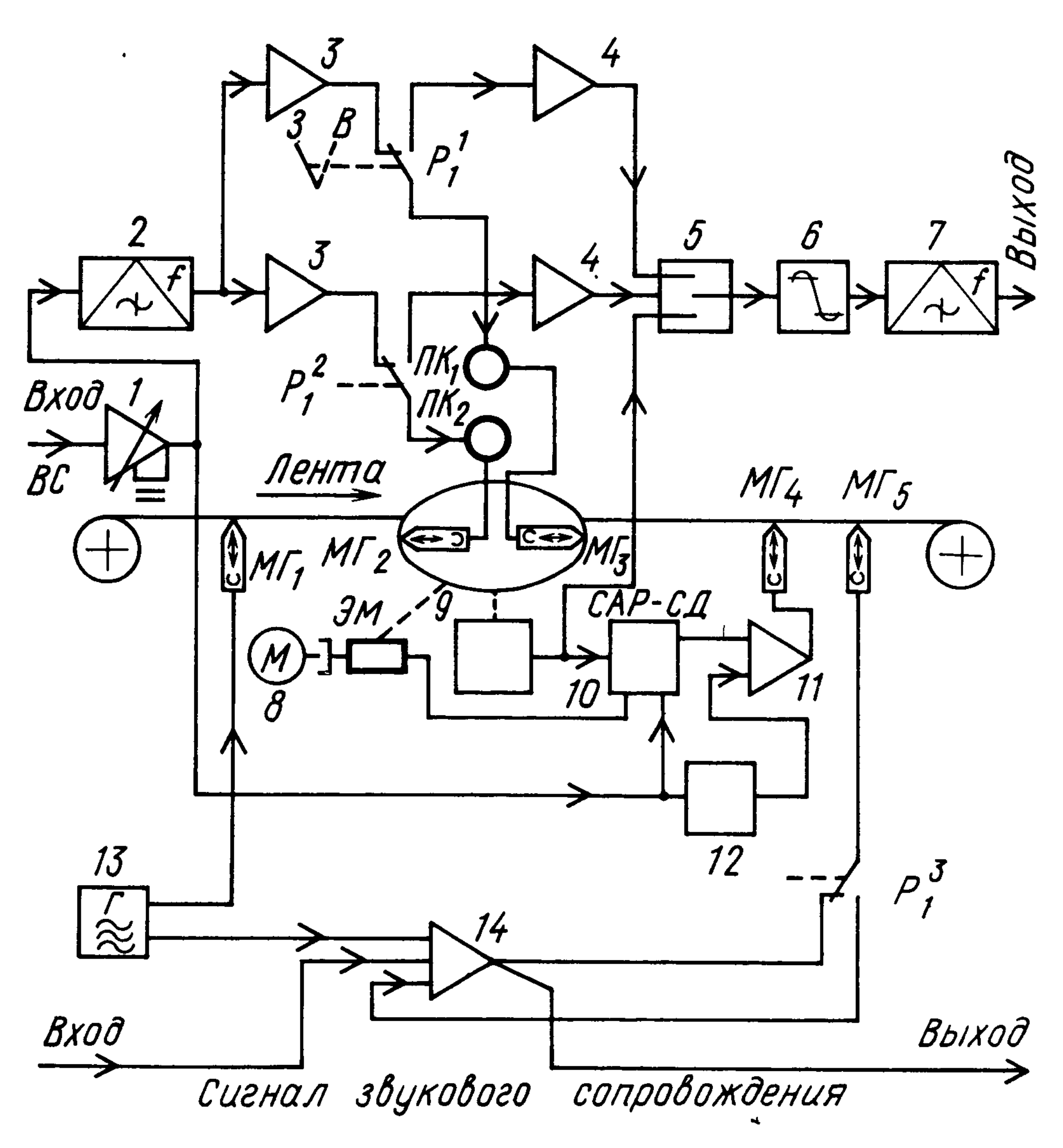


Рис. 6.2

цепь ВЧ предыскажений поступает на модулятор *2*. Полученный на его выходе ЧМ сигнал усиливается усилителями записи *3* (применение отдельных усилителей для каждой из видеоголовок позволяет индивидуально подбирать оптимальные токи записи) и через контакты P_1^1, P_1^2 реле переключения рода работы и токосъемники $ПК_1$, $ПК_2$ блока вращающихся головок (БВГ) подается на видеоголовки $МГ_2$ и $МГ_3$. Вместе с тем ТВ сигнал поступает в опорный селектор *12*, где из него выделяются кадровые синхронизирующие импульсы. Они усиливаются усилителем записи сигнала управления *11* и записываются на ленту головкой $МГ_4$. Сигнал звукового сопровождения подается на универсальный усилитель *14* и записывается головкой $МГ_5$, в которую, кроме того, поступает ток ВЧ подмагничивания от генератора *13*. Ранее сделанная запись стирается головкой $МГ_1$, питаемой от того же генератора.

При воспроизведении ЧМ сигнал от видеоголовок проходит через контакты реле P_1^1 и P_1^2, усиливается и корректируется усилителями *4* и поступает в электронный переключатель *5*, который объединяет оба сигнала путем поочередного подключения усилителя, на выходе которого имеется воспроизводимый сигнал.

Суммарный ЧМ сигнал через ограничитель *6* подается на демодулятор *7*. На выходе демодулятора образуется видеосигнал, который может быть подан через адаптер на телевизор.

Сигнал звукового сопровождения воспроизводится головкой $МГ_5$, усиливается и корректируется усилителем *14* и через адаптер поступает на вход канала звукового сопровождения телевизора (либо непосредственно на громкоговоритель).

Системы автоматического регулирования бытовых видеомагнитофонов

В простейших бытовых видеомагнитофонах (см. рис. 6.2) скорость движения магнитной ленты постоянна и не регулируется системой авторегулирования, а частота вращения диска видеоголовок определяется управляющим сигналом, воспроизводимым головкой $МГ_4$ и усиливаемым усилителем *11*. Частота вращения диска с видеоголовками $МГ_2$ и $МГ_3$ и их положение по отношению к ленте должны быть одинаковыми при записи и при воспроизведении.

Для обеспечения этого служит система автоматического регулирования частоты вращения диска (САР-СД) *10*, в которую также входят тахогенератор (рис. 6.3, *а*) и электромагнитный тормоз *Эм*. Частота вращения диска БВГ регулируется с помощью магнитного тормоза следующим образом. Диск БВГ вращается через резиновый пассик синхронным двигателем *8*, питаемым от сети. При подаче в обмотку магнитного тормоза управляющего тока частота вращения начинает уменьшаться из-за возникающего торможения и проскальзывания пассика. Выбором соотношения диаметров шкивов частота вращения диска БВГ в отсутствие тока в магнитном тормозе устанавливается на 1—2% выше номинальной; это дает возможность регулировать частоту вращения в обе стороны от ее номинального значения.

Структурная схема простейшей САР-СД с магнитным тормозом изображена на рис. 6.3,*а*. Опорный сигнал (обычно полукадровые импульсы, выделяемые из записываемого видеосигнала) подается на фазовый дискриминатор *4* и записывается на ленту головкой управления $МГ_4$. В фазовом дискриминаторе с опорным сигналом сравниваются импульсы тахогенератора *2*, предварительно сформированные формирователем *3*. Сигнал ошибки с фазового дискриминатора усиливается УПТ *5* и подается в электромагнитный тормоз *Эм*. При воспроизведении записанные импульсы воспроизводятся головкой $МГ_4$, усиливаются усилителем воспроизведения *6* и подаются на вход фазового дискриминатора *4* вместо опорного сигнала. Так как диск с вращающимися видеоголовками *1*, тормозом и тахогенератором находится на оси электродвигателя *7*, положение головок фиксиру-

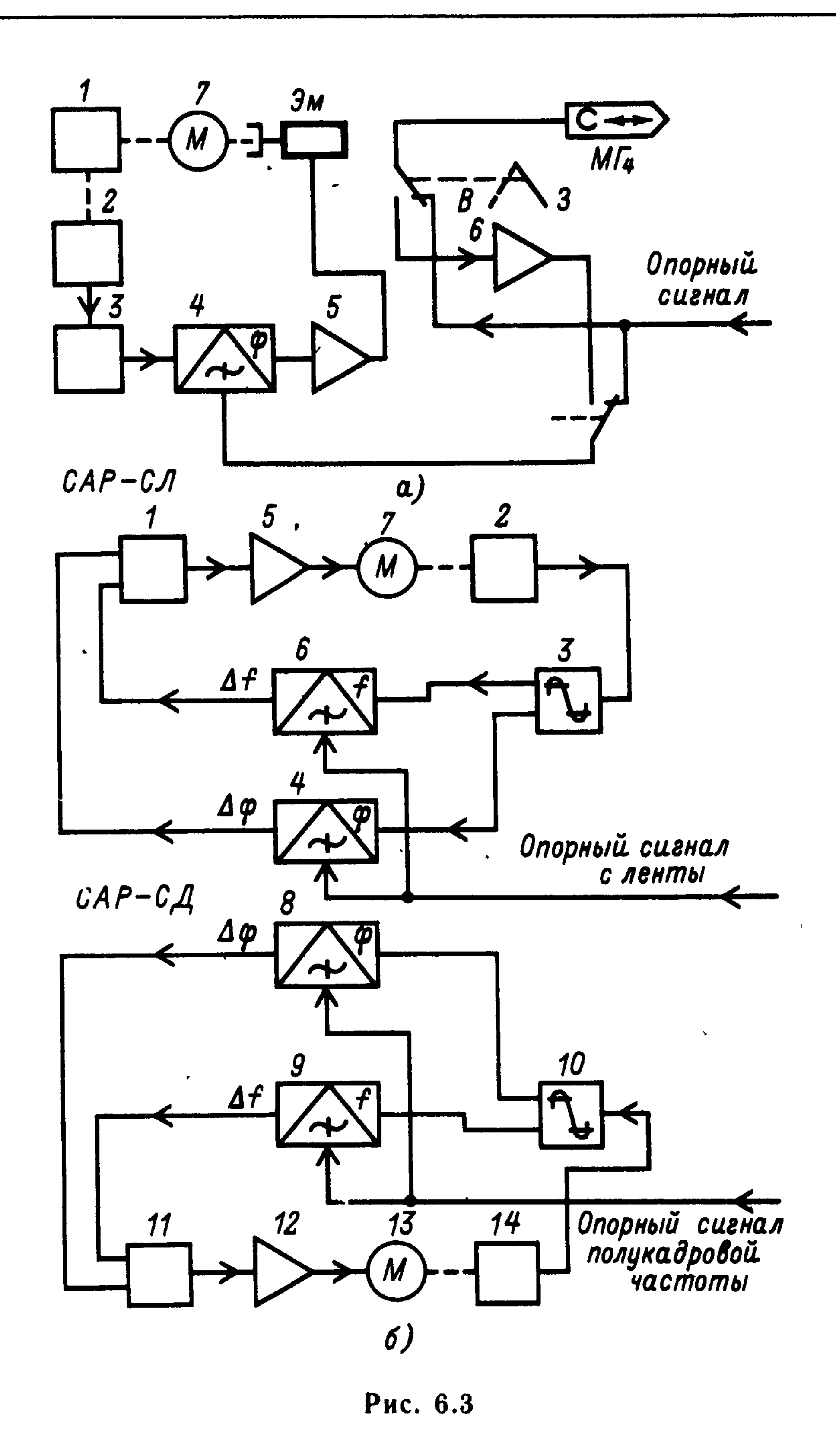


Рис. 6.3

ется в пространстве. Это обеспечивает при воспроизведении совпадение траектории движения видеоголовок со строчками, записанными на ленте.

Применяемая в кассетном магнитофоне САР-СД по структурной схеме, приведенной на рис. 6.3, *б*, обеспечивает большую точность поддержания частоты вращения диска БВГ. Здесь ведущий электродвигатель *7* и электродвигатель БВГ *13* питаются от усилителей мощности *5* и *12*. Диск с видеоголовками и ведущий вал непосредственно соединены с роторами электродвигателей. Электродвигатели имеют тахогенераторы *2* и *14*, сигналы от которых формируются ограничителями *3* и *10* и подстраиваются под опорный сигнал по частоте и фазе с помощью частотных *6*, *9* и фазовых *4*, *8* дискриминаторов. Перед подачей на усилители сигналы ошибки суммируются сумматорами *1* и *11*.

Запись цветного телевизионного сигнала

Запись цветного телевизионного сигнала в бытовых видеомагнитофонах осуществляется способом переноса сигналов цветности в ЧМ канал (способ ПЧМ) и состоит в следующем. Сигналы цветности E'_D и яркости E'_Y (рис. 6.4, *а*)* перед записью разделяют либо фильтрами, либо вычитанием из полного видеосигнала сигнала яркости, прошедшего через ФВЧ с плавно спадающей АЧХ. При этом спектры сигналов сужаются. Затем сигнал E'_Y преобразуют в ЧМ сигнал ($E''_{ЧМY}$ на рис. 6.4, *б*), а сигнал цветности переносят в область нижних частот путем гетеродинирования (E'_D). Сумму этих сигналов записывают на ленту.

При воспроизведении сигналы E''_D и $E''_{ЧМY}$ разделяют по частоте, демодулируют ЧМ сигнал, получая сигнал яркости E'''_Y (рис. 6.4, *в*), а сигнал цветности переносят путем гетеродинирования в область верхних частот с таким расчетом, чтобы в полученном сигнале E'''_D частоты цветовых поднесущих имели такие же значения, как в исходном видеосигнале.

Структурная схема устройства, в которой осуществляется описанное преобразование, показана на рис. 6.5. Сигналы яркости и цветности выделяются разделителем *1*. Сигнал яркости подается на частотный модулятор *2* и далее на сумматор *3*. На смеситель частот *5* поступают сигнал цветности и напряжение от гетеродина *7*. Нижняя боковая полоса частот сигнала, полученного на выходе смесителя, выделяется ФНЧ *6* и подается на сумматор. Полученный на его выходе сигнал усиливается усилителем *4* и записывается на ленте головками $МГ_1$ и $МГ_2$.

При воспроизведении сигналы от головок усиливаются усилителями *8*, *9*, объединяются в переключателе *10* и поступают на разделитель *11*. Здесь сигнал E''_D выделяется ФНЧ и поступает в смеситель частот *12*, в котором он смешивается с сигналом гетеродина *7* и переносится в область

* Полоса частот E'_D на рис. 6.4,*а* соответствует общей полосе частот сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}.

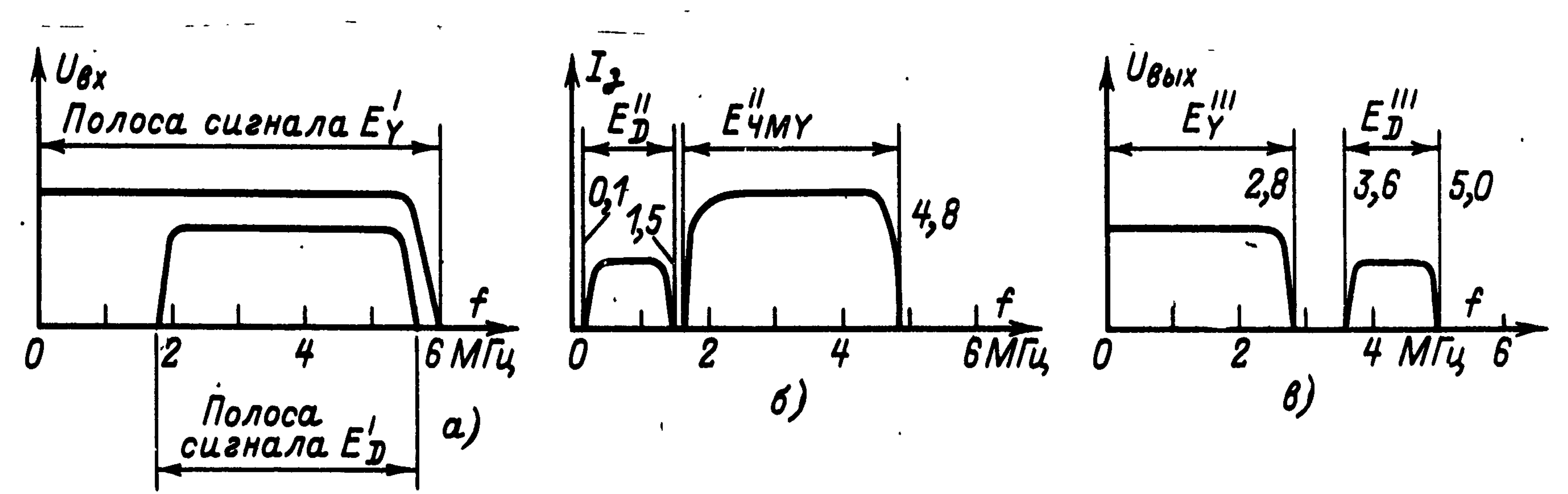


Рис. 6.4

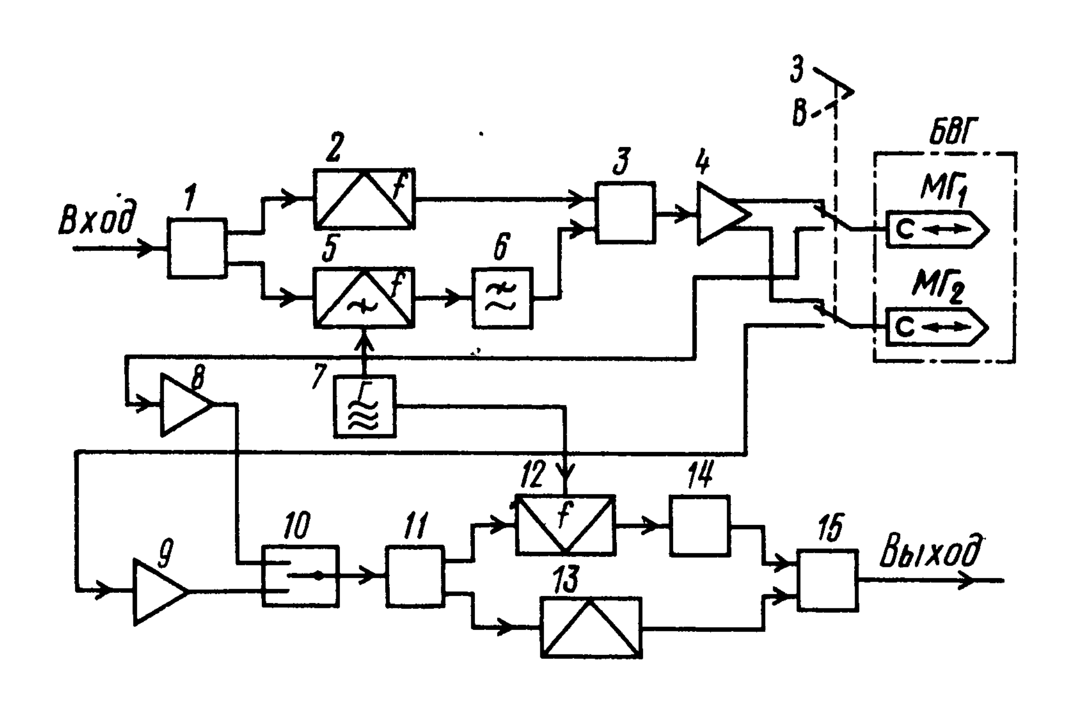


Рис. 6.5

частот исходного сигнала цветности (сигнал E''_D). Нижняя боковая спектра на выходе смесителя подавляется ФВЧ *14*. Высокочастотная часть спектра воспроизводимого сигнала (сигнал $E''_{ЧМY}$) подается в ограничитель и демодулятор *13*, где демодулируется. Полученный сигнал яркости E''_Y поступает в сумматор *15*, в котором суммируются с сигналом E''_D.

Цветная приставка к видеомагнитофону (рис. 6.6). С ее помощью на видеомагнитофон,

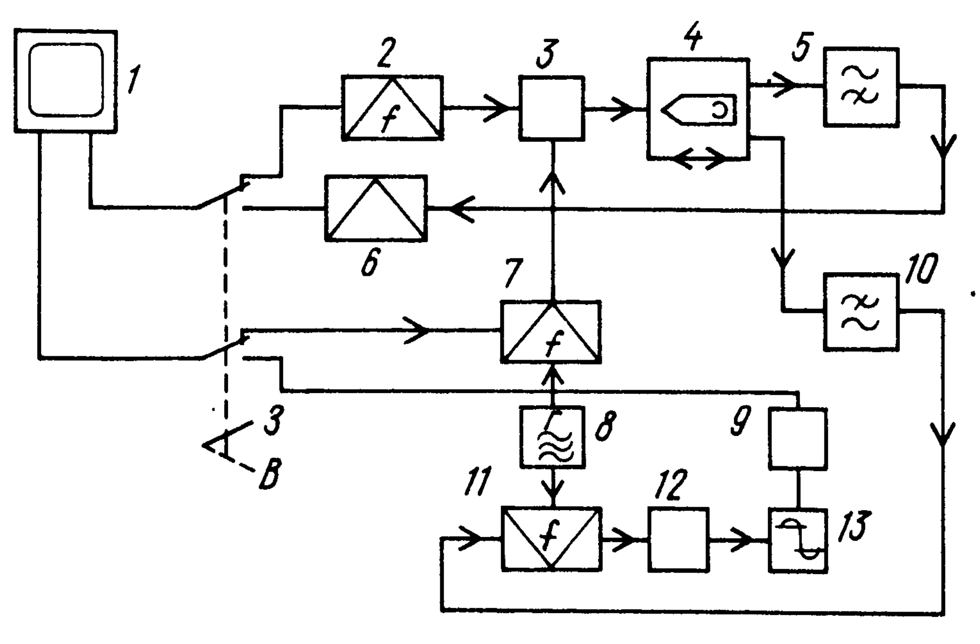


Рис. 6.6

предназначенный для записи сигналов черно-белого телевидения, записывают цветной телевизионный сигнал способом ПЧМ. Приставка работает аналогично предыдущему устройству. (Здесь *1* — цветной телевизор; *2* — модулятор; *3* — смеситель частот; *4* — видеомагнитофон; *5* — ФВЧ; *6* — демодулятор; *7* — смеситель; *8* — гетеродин; *9* — фильтр ВЧ коррекции; *10* — ФЗЧ частот; *11* — смеситель; *12* — фильтр ВЧ декоррекции; *13* — ограничитель.)

Фильтры *9* и *12* имеют характеристики, принятые в системе «Секам». Совместно с ограничителем они позволяют повысить качество воспроизводимого сигнала цветности.

Видеомагнитофон-приставка к цветному телевизору. Запись изображения осуществляется на ленте шириной 6,25 мм (максимально высокого качества, например А4407-6) прямым способом, без использования вращающихся головок и частотной модуляции, видеоголовками с рабочим зазором шириной 0,8—1 мкм. Скорость ленты 3 м/с (при высококачественных видеоголовках 1,5 м/с). При движении ленты в одну сторону одновременно образуются три параллельные строчки (рис. 6.7, *б*). При обратном движении ленты новые три строчки образуются в промежутках между строчками, записанными при движении ленты в прямом направлении, для чего БВГ перемещается по вертикали на ширину одной строчки. В остальном конструкция лентопротяжного механизма такая же, как в обычном магнитофоне. Записываемые сигналы снимаются с матрицы декодирующего устройства цветного телевизора (см. рис. 6.7). Сигналы E'_Y, E'_{R-Y}, E'_{B-Y}, спектры которых сужены фильтрами, усиливаются и корректируются усилителями $УЗ_Y$, $УЗ_{R-Y}$, $УЗ_{B-Y}$ и поступают на видеоголовки блока $МГ_Y$, $МГ_{R-Y}$ и $МГ_{B-Y}$, на которые подается также подмагничивание от ГВЧ (частота 6—8 МГц).

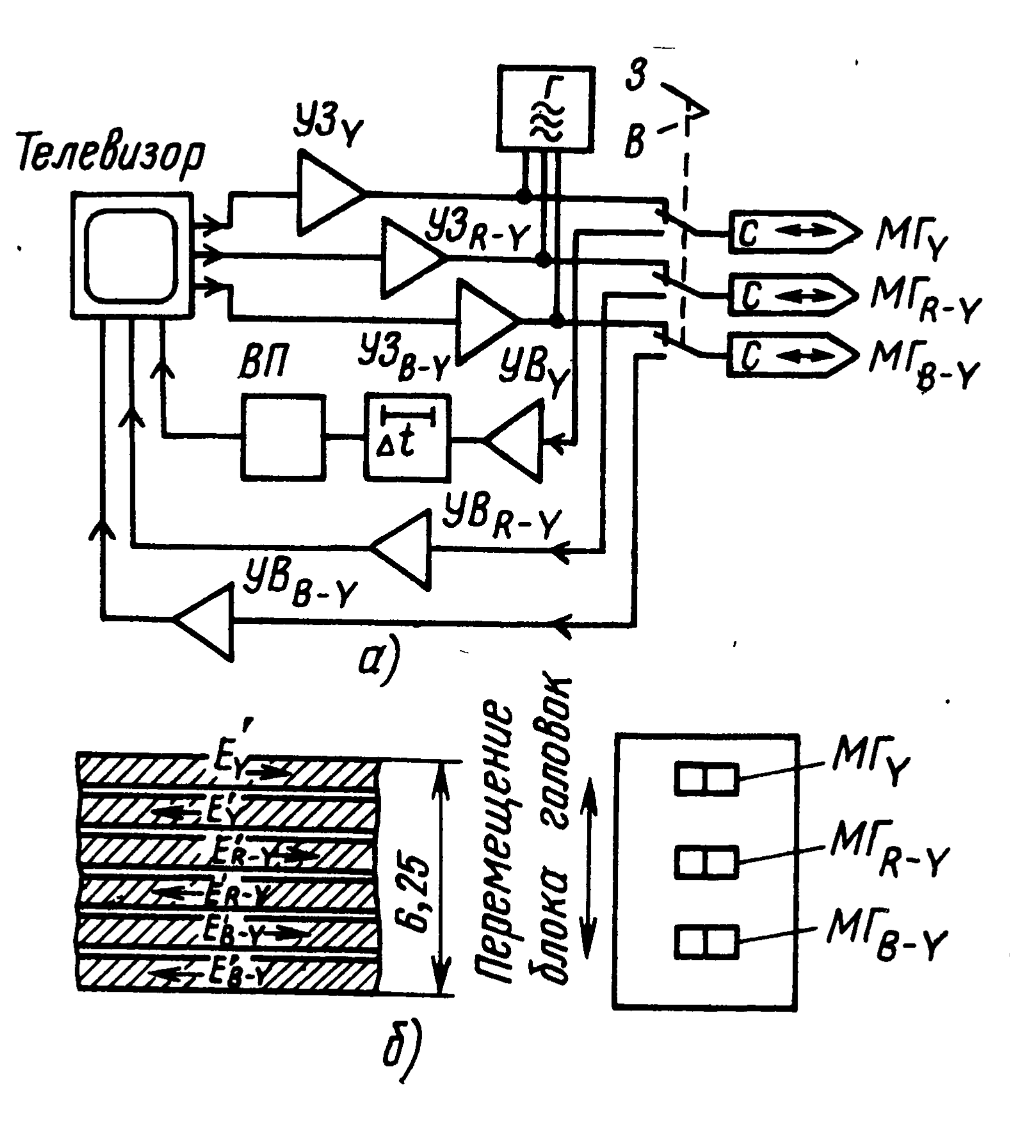


Рис. 6.7

При воспроизведении сигналы от видеоголовок усиливаются и корректируются усилителями $УВ_Y$, $УВ_{R-Y}$, $УВ_{B-Y}$ и поступают на матрицу декодирующего устройства телевизора. В канал E'_Y включены линия задержки для фазирования сигналов яркости и цветности и устройство восстановления постоянной составляющей ВП.

Качество изображения, воспроизводимого приставкой, ниже, чем при использовании обычного бытового видеомагнитофона, так как запись производится при скорости ленты в 3 раза меньшей, чем в видеомагнитофонах с вращающимися видеоголовками.

Структурная схема видеомагнитофона «Электроника-501-видео»

При работе видеомагнитофона, работающего в комплекте с телевизионной камерой в режиме записи (рис. 6.8, *а*), сигнал от камеры подается

на вход усилителя *1*, далее через ФНЧ-2 с частотой среза 3 МГц и усилитель *4* — на цепи фиксации уровня черного *5*. На выход усилителя, кроме того, подключены: устройство АРУ *3*, автоматически поддерживающее необходимый уровень видеосигнала, и выходной усилитель *18*, с которого сигнал поступает на телевизор, позволяющий контролировать записываемую программу. Выход цепи фиксации *5* соединен с цепью предыскажений *6*, осуществляющей подъем верхних частот записываемого сигнала перед подачей его на модулятор *8*. Ограничитель *7* устраняет выбросы, превышающие уровень белого, способные вызвать перемодуляцию. С выхода модулятора ЧМ сигнал поступает через усилитель записи *9* и токосъемники $ПК_1$ — $ПК_3$ в головки $МГ_1$ и $МГ_2$.

В режиме воспроизведения головки включены через согласующие трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$ на входы предварительных усилителей *10* и *11*. Усиленный ЧМ сигнал поступает на переключатель *13*. Открывание и закрывание усилителей происходит синхронно с поворотом диска БВГ импульсами, поступающими с цепи формирования *12* и тахогенератора *14*, связанного с диском БВГ механически. С выхода переключателя *13* ЧМ сигнал поступает через усилитель *15* и ограничитель *16* на демодулятор *17*. Демодулированный видеосигнал усиливается усилителем *18* и подается в селектор системы автоматического регулирования (САР) и адаптер телевизора (см. рис. 6.30).

САР видеомагнитофона (рис. 6.8, *б*) управляет ведущим *14* и дополнительным *15* электродвигателями, связанными с помощью пассиков со шкивом на маховике ведущего вала. На валу ведущего электродвигателя установлены индукционные тахогенераторы: полукадровой частоты *13*, строчной частоты *16* и частоты вращения электродвигателя *7*.

При записи от телекамеры (переключатель в положении «Телекамера») САР работает автономно. Вырабатываемые тахогенератором *16* колебания с частотой 15 625 Гц усиливаются усилителем *17*, формируются формирователем *18* и через делитель частоты *19* подаются на первый вход цепи сравнения *21*, на второй вход которой подается сигнал от генератора опорной частоты *20*. В цепи сравнения в ней происходит сравнение по длительности импульсов тахогенератора и опорных импульсов. Устройство сравнения вырабатывает сигнал, управляющий устройством

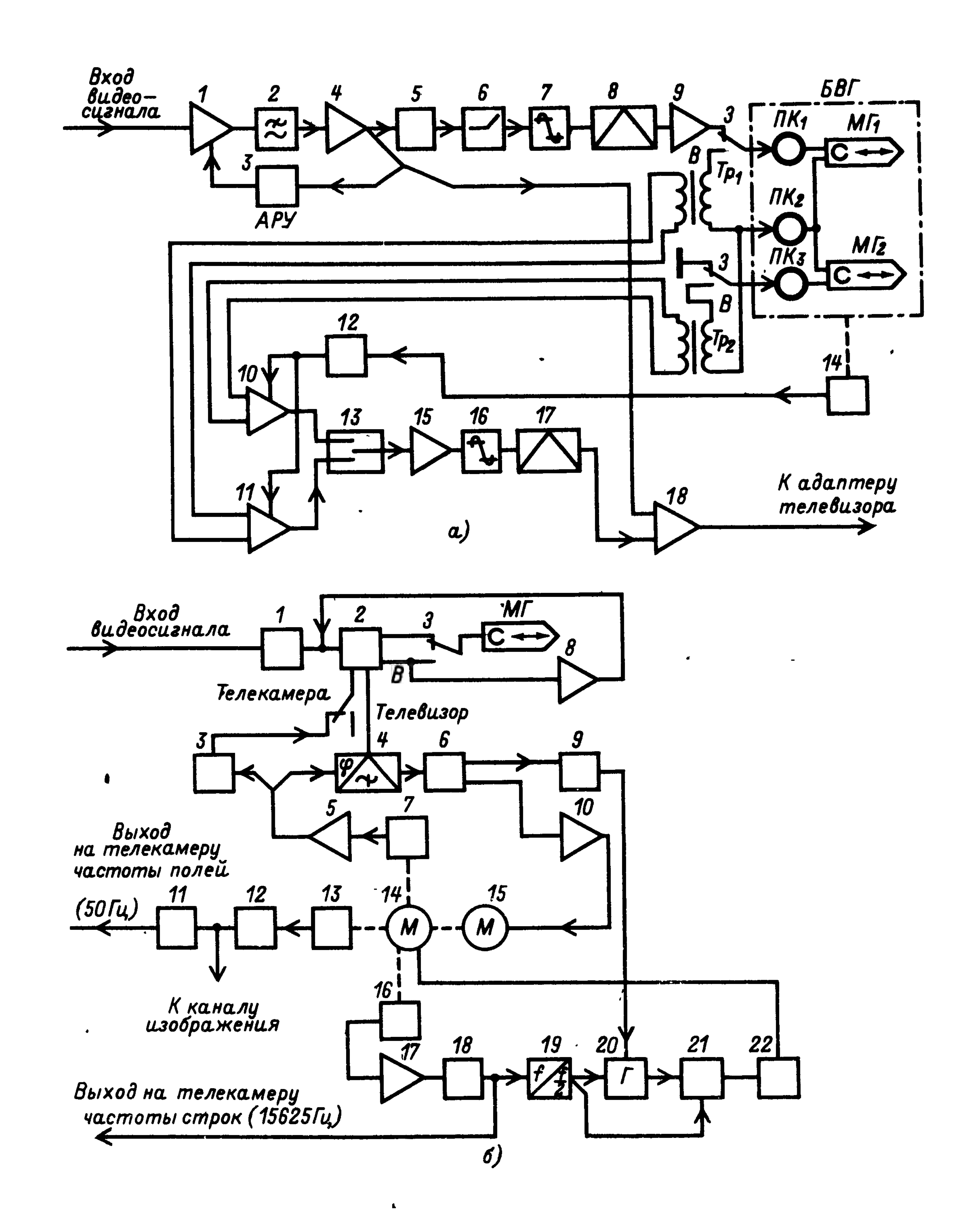


Рис. 6.8

питания 22 ведущего электродвигателя *14*. При отклонении частоты вращения этого электродвигателя от номинального значения изменяется частота импульсов тахогенератора, поступающих на делитель *19*. Так как частота генератора *20* постоянна, на выходе устройства сравнения вырабатывается сигнал, поддерживающий номинальную частоту вращения ведущего двигателя *14*. Синхронизация телевизионной камеры также осуществляется опорным генератором *20*.

Импульсы синхронизации строчной и кадровой разверток камеры формируются блоками *11* из сигналов, вырабатываемых соответственно тахогенераторами *13* и *16*. Кроме того, кадровые импульсы с частотой следования 50 Гц выделяются из записываемого сигнала селектором *1* и запускают ждущий мультивибратор *2*. При работе с телекамерой он выполняет роль делителя частоты на два. Установка мультивибратора в исходное положение осуществляется импульсами с частотой следования 25 Гц, вырабатываемыми тахогенератором *7*. Они поступают на мультивибратор через усилитель *5* и цепь формирования *3*. Импульсы мультивибратора через дифференцирующую цепь (на схеме не показана) подаются в головку *МГ* и записываются на ленту (дорожка записи управляющего сигнала на рис. 6.1).

Аналогично записываются управляющие сигналы при работе с телевизором. В этом режиме САР регулирует частоту вращения ведущего двигателя так, чтобы частота датчика оборотов *7* была равна частоте кадров сигнала, поступающего с телевизора. Импульсы с выхода мультивибратора *2* через интегрирующую цепь подаются в фазовый дискриминатор *4* (переключатель ставится в положение «Телевизор»), на который также поступают импульсы от тахогенератора *7*. Сигнал, амплитуда которого пропорциональна разности частот импульсов, подаваемых на дискриминатор *4*, поступает через интегрирующую цепь *6* в преобразователь *9* и изменяет сопротивление время задающей цепи опорного генератора *20*.

При воспроизведении, как и при записи от телекамеры, САР работает автономно, но дополнительно включается цепь регулирования скорости ленты. В этом режиме управляющие сигналы, воспроизводимые головкой *МГ* и усиленные усилителем *8*, запускают мультивибратор *2*. Его импульсы, следующие с частотой 25 Гц, подаются в дискриминатор *4*, куда также приходят импульсы с тахогенератора *7*. Сигнал ошибки с выхода дискриминатора подается на усилитель мощности *10*, нагрузкой которого является электродвигатель *15*. При отставании по фазе управляющих импульсов от импульсов тахогенератора частота вращения электродвигателя увеличивается, что приводит к увеличению скорости ленты до тех пор, пока импульсы не сфазируются. При опережении частота вращения двигателя *15* снизится, что приводит к уменьшению скорости ленты до тех пор, пока она станет равной номинальной. Каналы записи и воспроизведения звукового сопровождения видеомагнитофонов строятся так же, как в магнитофонах.

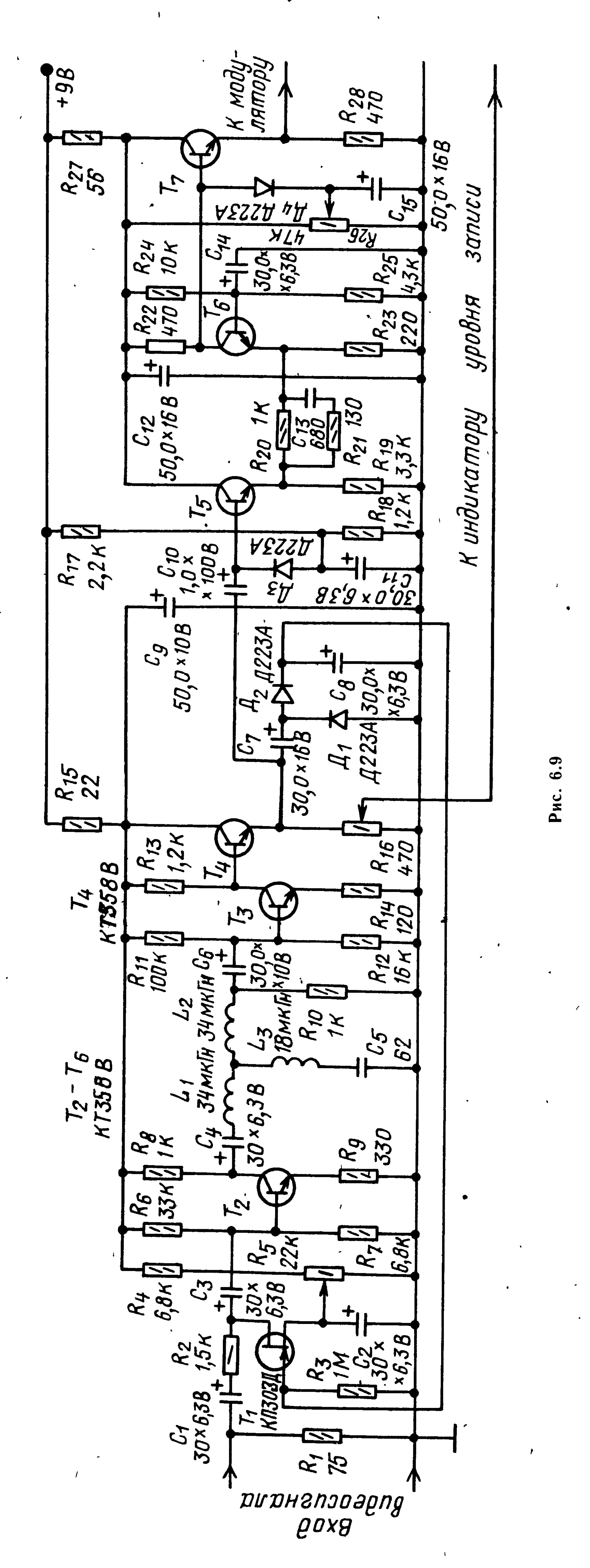


Рис. 6.9

Электрические схемы узлов видеомагнитофонов

Входной видеоусилитель (рис. 6.9) содержит АРУ, ФНЧ, устройство фиксации уровня черного и ограничитель уровня белого. Видеосигнал размахом 1 В на входном сопротивлении 75 Ом должен обеспечивать номинальную девиацию несущей частоты видеомагнитофона. При меньшем или большем размахе входного сигнала АРУ срабатывает, поддерживая постоянный уровень выходного сигнала. Сигнал АРУ вырабатывается детектором (диоды $Д_1$ и $Д_2$) и изменяет ток стока транзистора T_1, изменяя отношение значений сигнала на резисторе R_2 и выходном сопротивлении T_1. Режим этого транзистора устанавливают переменным резистором R_5. Между каскадами на транзисторах T_2 — T_4 включен фильтр, ограничивающий полосу входного сигнала до 2,7 МГц. С помощью диода $Д_3$ осуществляется неуправляемая привязка уровня синхронизации импульсов. Цепь $R_{20}R_{21}C_{13}$ увеличивает уровень ВЧ составляющих записываемого видеосигнала. Транзистор T_6 и диод $Д_4$ образуют малоинерционный ограничитель пиков белого (порог ограничения устанавливают переменным транзистором R_{26}). Нагрузкой ограничителя служит эмиттерный повторитель на транзисторе T_7.

Двухканальный предварительный усилитель воспроизведения (рис. 6.10) содержит в каждом канале каскодные усилители (T_1, T_5, и T_3, T_6), имеющие малую входную емкость и низкий уровень шума в рабочем диапазоне частот 0,3—6 МГц. Ключевые каскады на транзисторах T_2 и T_4 насыщаются импульсами, поступающими от тахогенератора, и поочередно закрывают каналы воспроизведения на время, пока видеоголовка не находится в контакте с лентой. К обоим входам усилителя через токосъемники (см. далее описание конструкции БВГ) подключаются видеоголовки. Повышающие трансформаторы Tp_1, Tp_2 выполнены на ферритовых кольцевых сердечниках. Индуктивность их обмоток выбирается в соответствии с применяемыми головками. Во входных каскадах вместо полевых транзисторов можно применять биполярные транзисторы типа КТ311Ж или ГТ329Б с ООС в цепи эмиттера.

Ограничитель выполняется из 3—4 включаемых последовательно одинаковых ячеек, каждая из которых дает ограничение 10—16 дБ. Ячейка содержит усилитель с индуктивной ВЧ коррекцией, нагруженный на два встречно включенных диода $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 6.11).

На вход первой ячейки поступает сигнал с выхода усилителя воспроизведения, а с выхода последней ячейки сигнал подается на демодулятор.

Усилитель записи ЧМ сигнала усиливает сигнал прямоугольной формы с временем нарастания не более 40 нс. На входе усилителя (рис. 6.12) включен регулятор тока записи R_1, его нагрузкой является эмиттерный повторитель на транзисторе T_1. Выходной каскад на транзисторе T_2 имеет

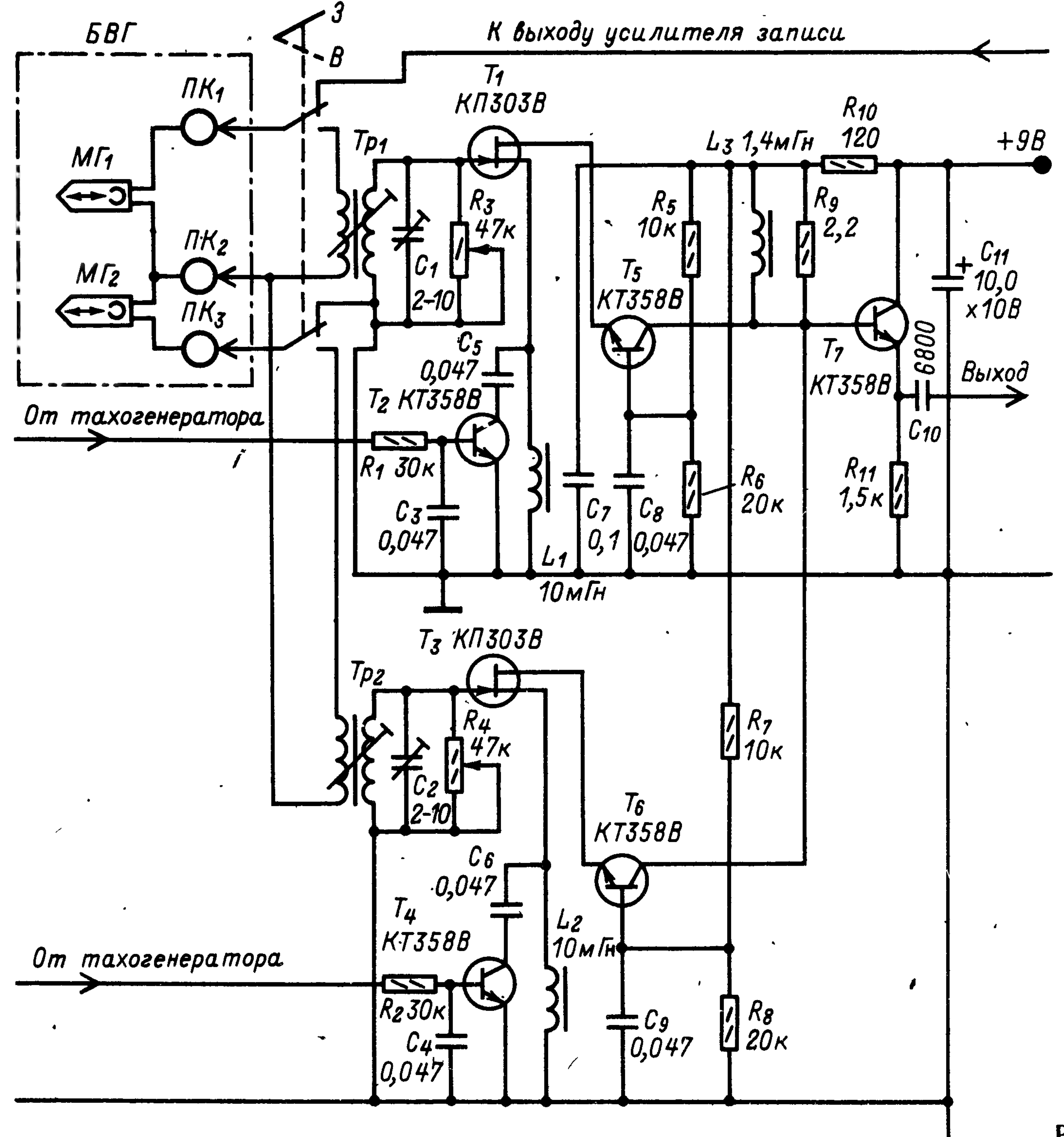


Рис. 6.10

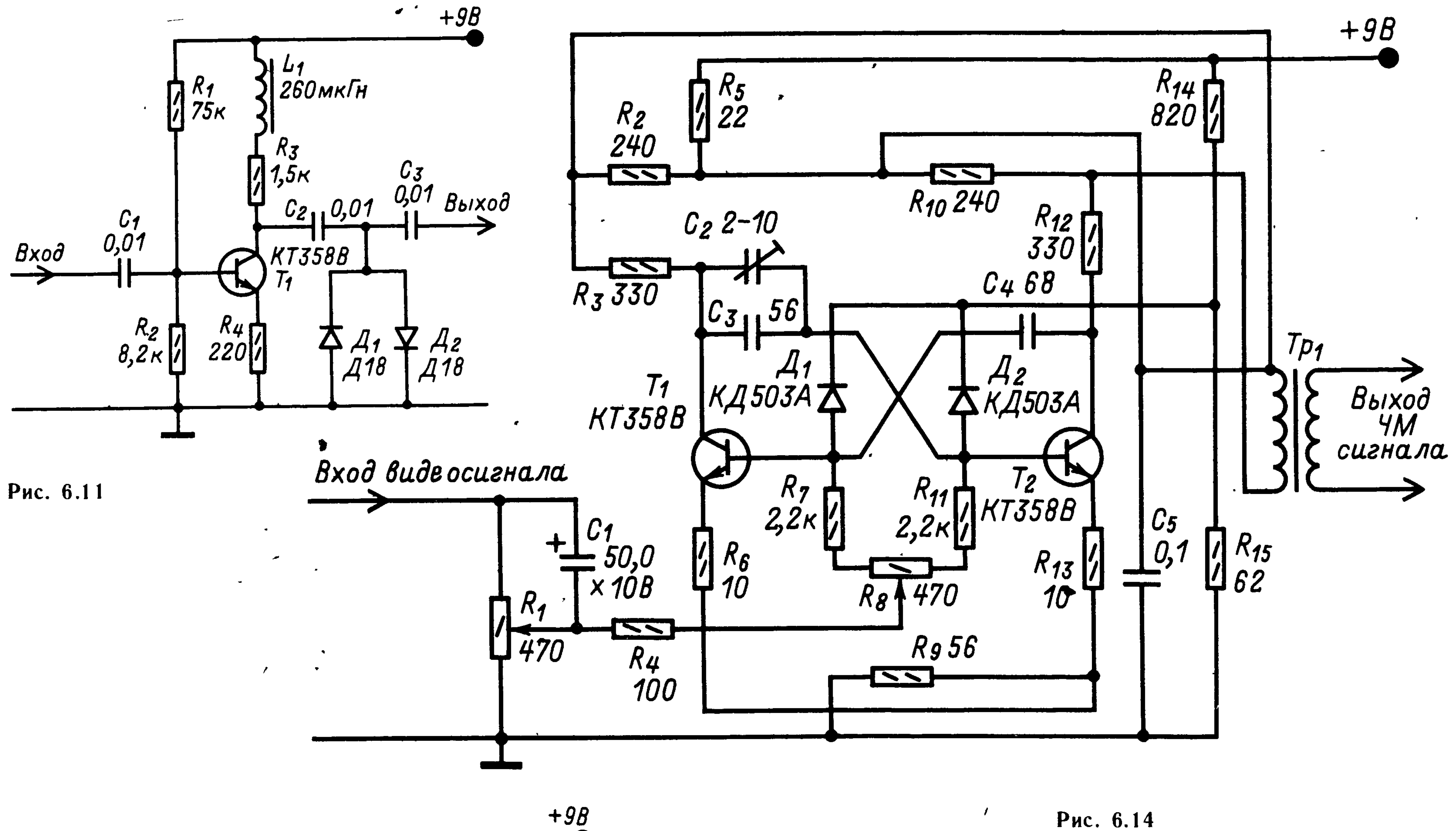


Рис. 6.11

Рис. 6.14

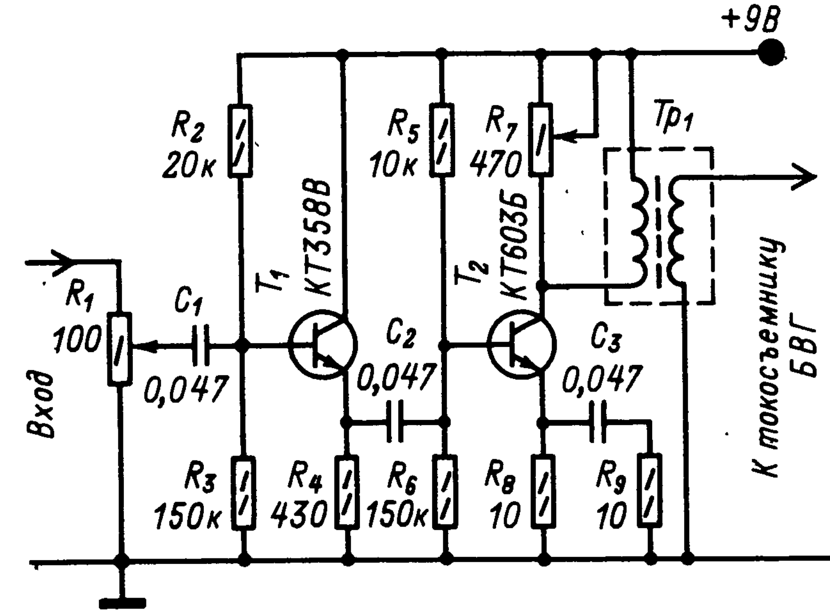


Рис. 6.12

регулируемую коррекцию R_7 и цепь ВЧ коррекции C_3R_9. Головка согласовывается с выходным каскадом с помощью трансформатора Tp_1, выполненного на ферритовом кольце, в экране.

Усилитель постоянного тока (рис. 6.13) служит для управления частотой вращения двигателя. На его вход поступает сигнал от фазового дискриминатора. Между эмиттерным повторителем T_1 и усилителем T_2 включена интегрирующая цепь R_4C_1. Конденсатор C_4 и дроссель L_1 снижают создаваемые электродвигателем помехи.

Дроссель намотан на резисторе МЛТ-0,5 100 Ом проводом ПЭВ-2 0,15—0,25; число витков (10—15) • 2.

Модулятор (рис. 6.14) модулирует сигнал несущей частоты поступающим видеосигналом в соответствии с графиком на рис. 6.15. Частоты на выходе модулятора имеют следующие значения: частота, соответствующая уровню вершин синхронизирующих импульсов $f_1 = 3{,}00 \pm 0{,}15$ МГц; частота, соответствующая уровню гасящих импульсов $f_2 = 3{,}42 \pm 0{,}15$ МГц; частота для пикового значения уровня белого $f_3 = 4{,}40 \pm \pm 0{,}15$ МГц; частота ограничения уровня белого $f_4 = 4{,}80 \pm 0{,}15$ МГц; девиация частоты $\Delta f = f_3 - f_1 = 1{,}40$ МГц.

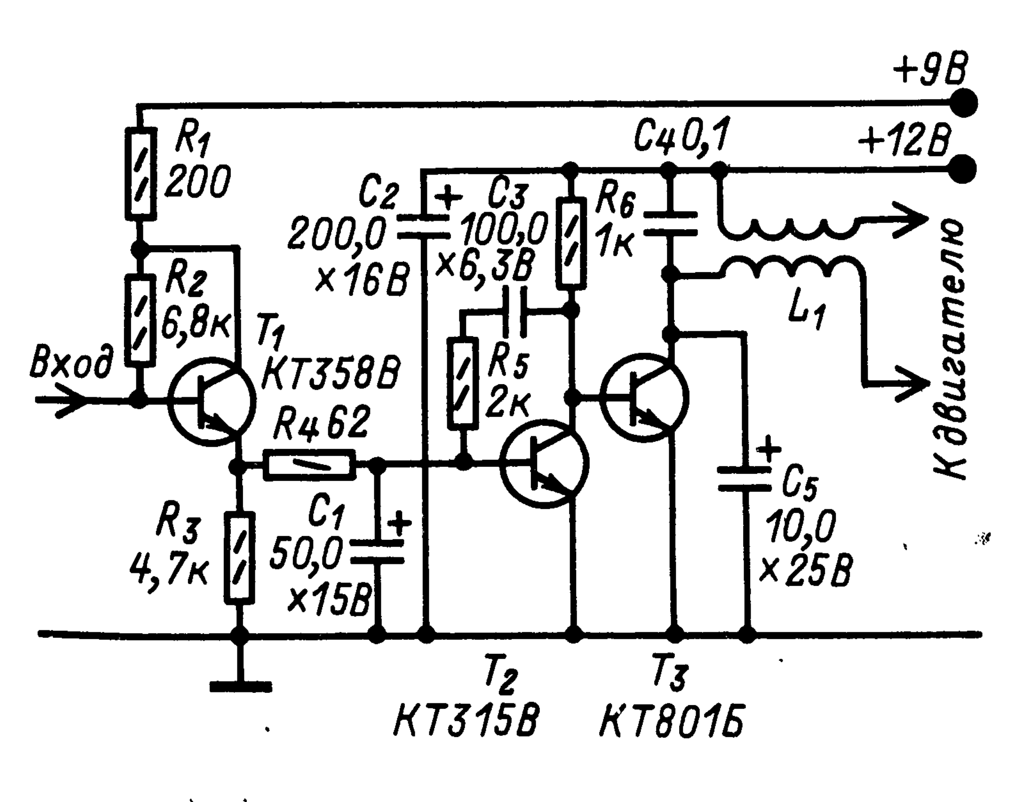


Рис. 6.13

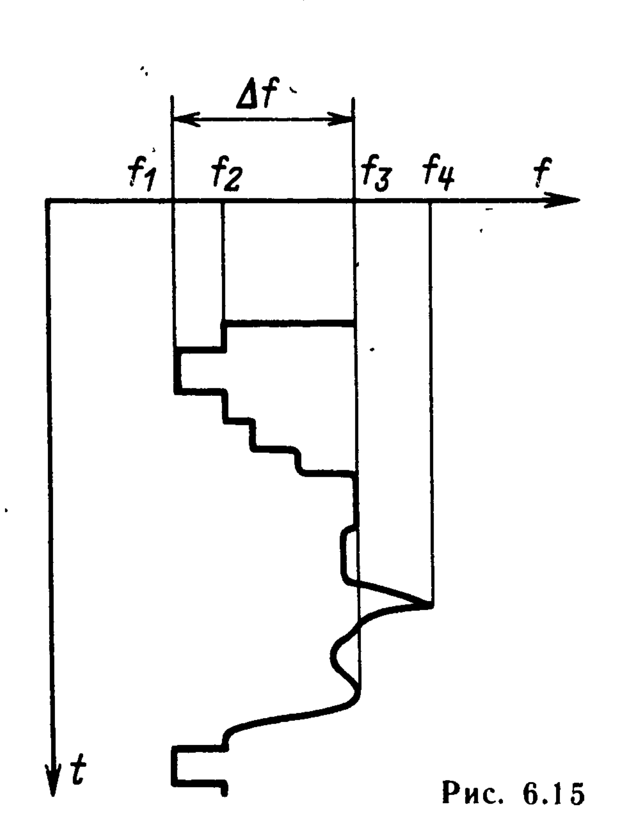


Рис. 6.15

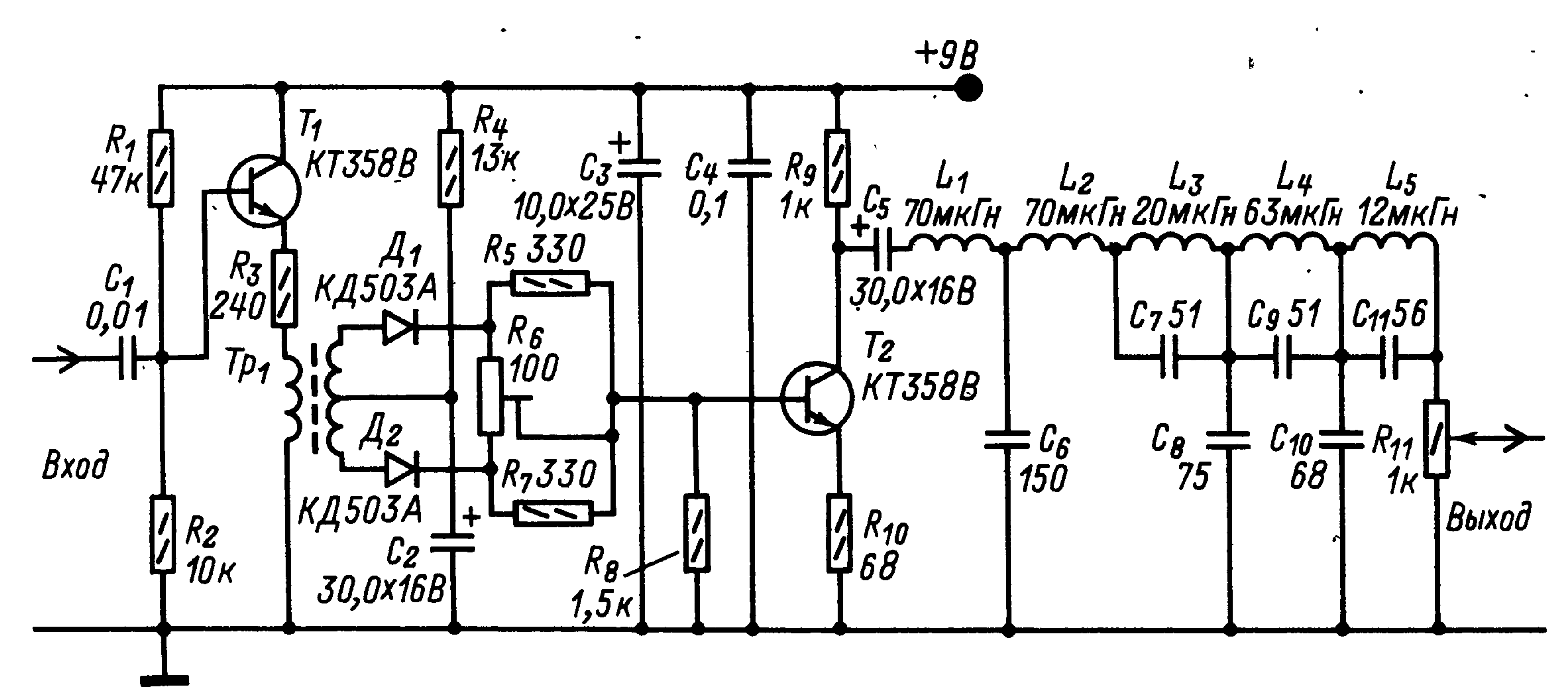


Рис. 6.16

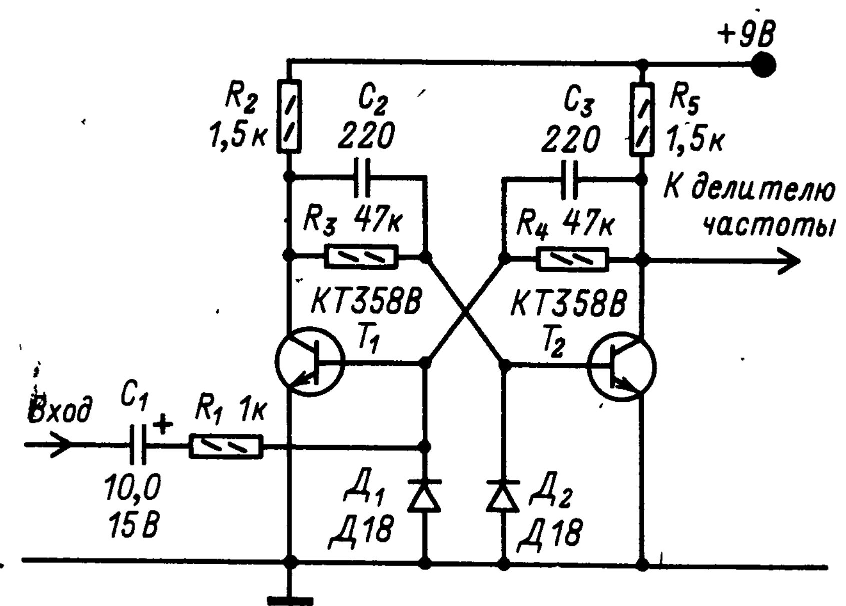


Рис. 6.17

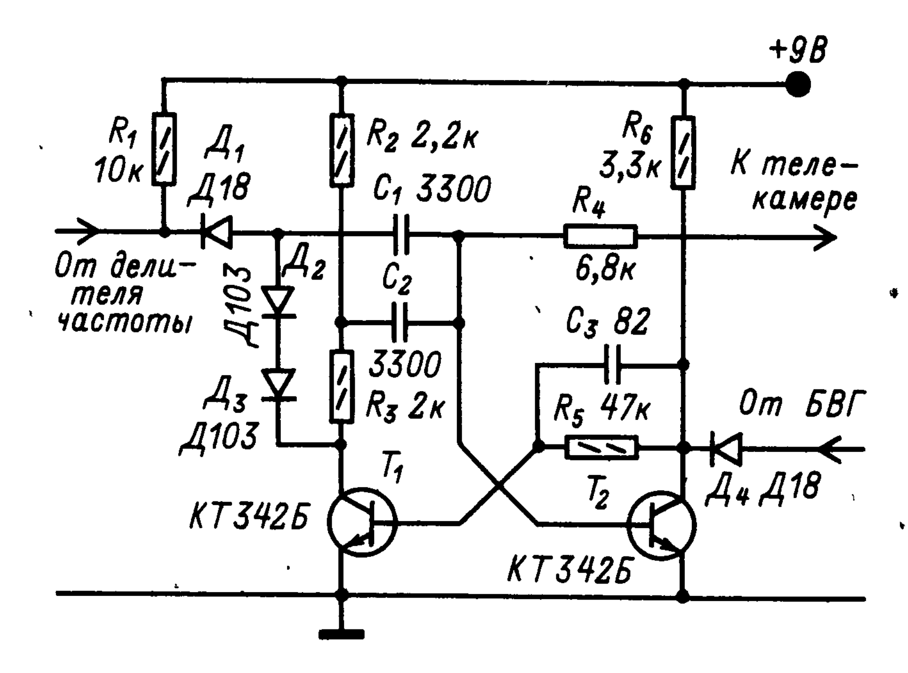


Рис. 6.18

Частота модулятора, представляющего собой мультивибратор на транзисторах, управляется поступающим на вход модулирующим видеосигналом. Несущая частота определяется времязадающими цепями C_2 и C_3, R_7, R_{11} и C_4. Для увеличения крутизны спада импульсов делитель напряжения R_{14}, R_{15} соединен с базами транзисторов T_1 и T_2 через диоды $Д_1$ и $Д_2$.

Демодулятор (рис. 6.16) состоит из эмиттерного повторителя на транзисторе T_1, нагрузкой которого является удвоитель частоты на диодах $Д_1$ и $Д_2$, и усилителя на транзисторе T_2, выход которого соединен с ФНЧ, выполненным на катушках и конденсаторах C_6 — C_{11}. Подстроечный резистор R_6 служит для симметрирования удвоителя частоты. Фильтр должен подавлять несущую частоту, не внося искажений в спектр демодулированного видеосигнала. Неточная настройка фильтра вызывает окантовки и муар на изображении.

Триггер САР (рис. 6.17) служит для формирования импульсов, поступающих на его вход от ВЧ тахогенератора диска БВГ. Запускающие импульсы подаются на базу транзистора T_1.

Опорный мультивибратор САР (рис. 6.18) определяет частоту вращения электродвигателя видеоголовок и частоту развертки телекамеры. Имеются цепи подачи импульсов от ВЧ тахогенератора БВГ (через диод $Д_1$) на мультивибратор и импульсов для синхронизации телекамеры.

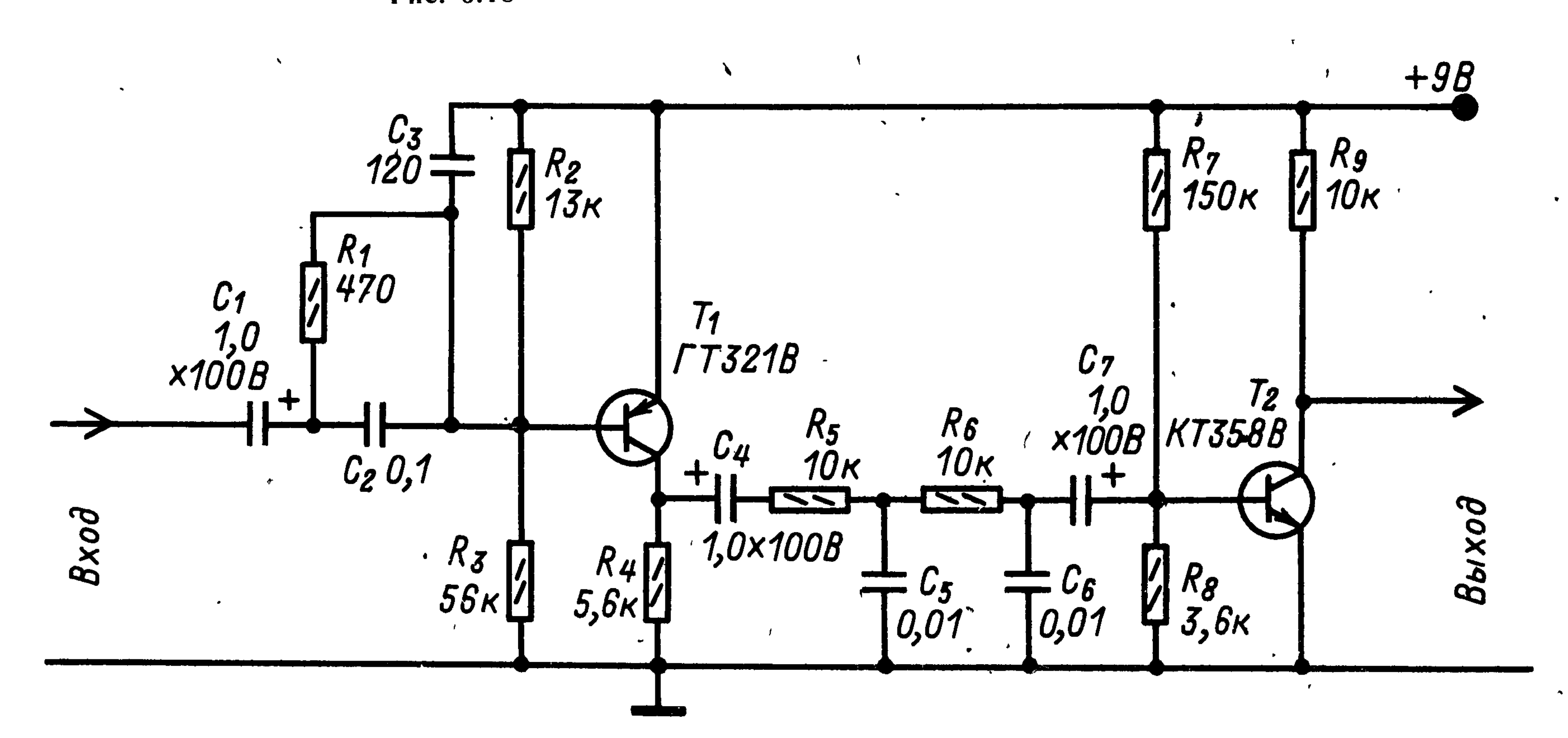


Рис. 6.19

Селектор кадровых импульсов (рис. 6.19) содержит два усилительных каскада, между которыми включены интегрирующие звенья R_5C_5 и R_6C_6. На вход селектора поступает видеосигнал, а выход соединяется с фазовым дискриминатором. Цепь R_1C_2 служит для защиты от импульсных помех.

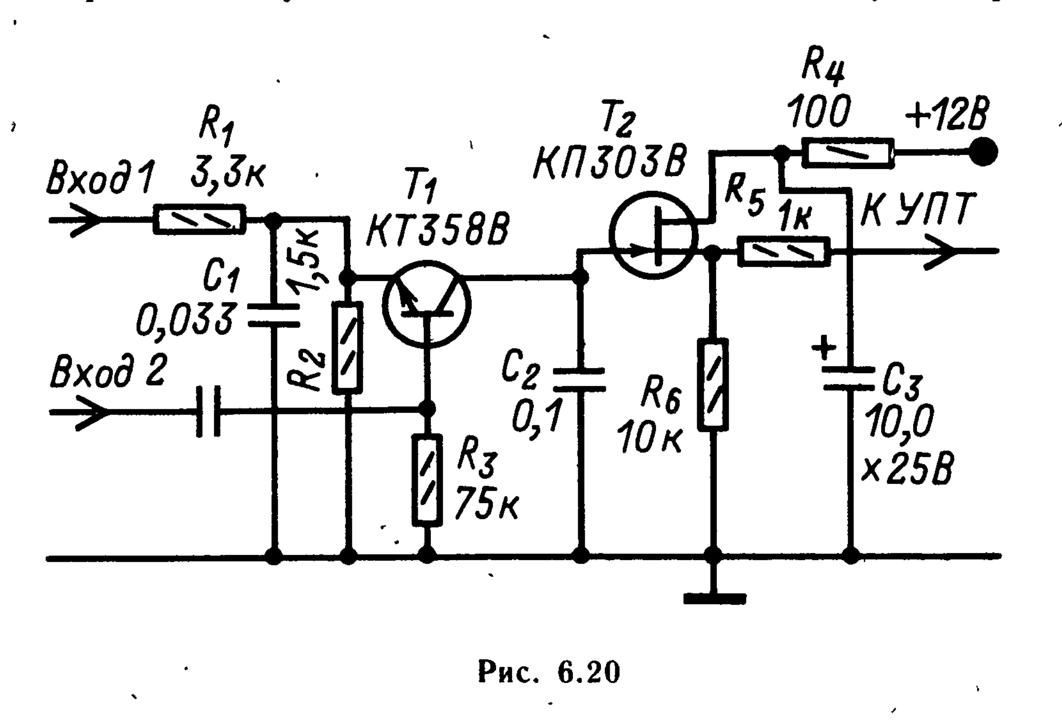


Рис. 6.20

Фазовый дискриминатор САР (рис. 6.20). На вход *1* поступают импульсы с выхода усилителя канала управления, а на вход *2* импульсы от тахогенератора БВГ (25 Гц). Сигнал ошибки выделяется в цепи коллектора, интегрируется конденсатором C_2 и через истоковый повторитель и резистор R_5 подается на вход УПТ САР.

Электрические схемы каналов звукового сопровождения (усилители, генераторы токов стирания и подмагничивания, блоки питания и коммутации) не отличаются от схем аналогичных узлов магнитофонов.

6.3. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Лентопротяжные механизмы (ЛПМ) видеомагнитофонов выполняют те же функции, что и в магнитофонах, поэтому конструкции их приемного, подающего, ведущего и других узлов аналогичны соответствующим узлам, описанным в разд. 5. Основное отличие ЛПМ видеомагнитофонов состоит в наличии БВГ (рис. 6.21).

В одноголовочных видеомагнитофонах за один оборот диска на одной строчке записывают один полукадр телевизионного изображения, а в двухголовочном два. Поэтому в одноголовочном видеомагнитофоне частота вращения диска $n = 3000$ об/мин, а в двухголовочном $n = 1500$ об/мин. Диаметр диска видеоголовок D и скорость записи $v_з$ связаны соотношением $v_з = \pi D n$. В то же время верхняя частота $f_в$, записываемая на ленту, равна $f_в = v_з/\lambda_{min}$, где $\lambda_{min} = 2 \div 3$ мкм — минимальная длина волны записи; чем выше качество головок и лент, тем λ_{min} меньше.

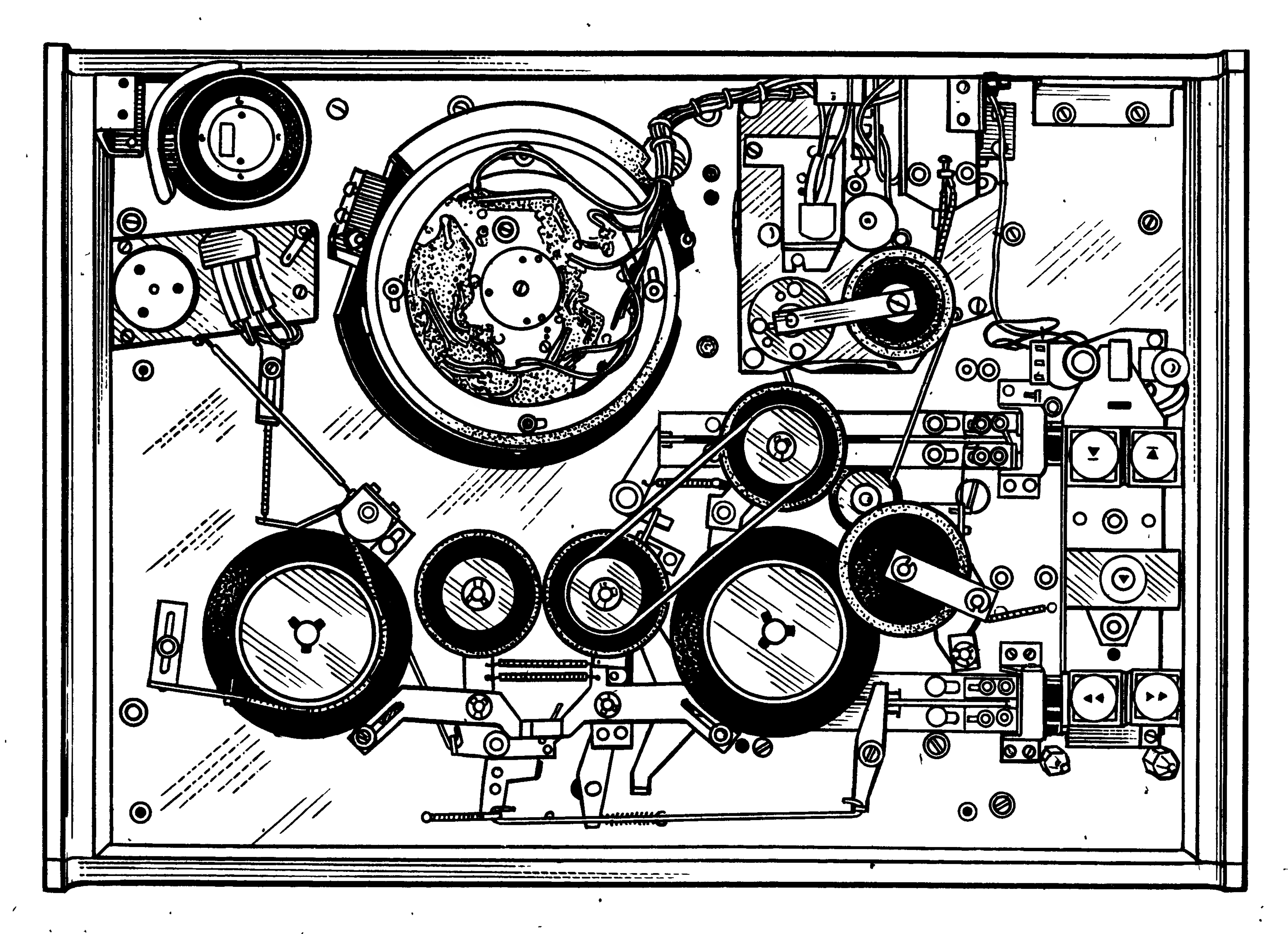


Рис. 6.21

При равных диаметрах диска в одноголовочном видеомагнитофоне скорость записи вдвое выше и, следовательно, выше записываемая частота. Так как угол наклона магнитной строки обычно равен 3—5°, а ее длина равна πD, то неравномерность скорости движения ленты, вызываемая плохой ее намоткой на катушки, биением обводных роликов или ведущего вала, непосредственно влияет на временные искажения воспроизводимого изображения. Чем равномернее скорость движения ленты в ЛПМ и частота вращения диска, тем стабильнее изображение на экране. Стабильное изображение легче получить при короткой строчке записи и небольших размерах дисков БВГ.

В ЛПМ двухголовочного видеомагнитофона (рис. 6.22) БВГ обхватывается лентой на угол, несколько больший 180°. ЛПМ состоит из ведущего вала *32*, приемного *19* и подающего *14* узлов, на которые устанавливаются катушки *16* и *20* с лентой *7*, БВГ *18* с электродвигателем *1*, вспомогательного электродвигателя *41* со шкивом *40* (*39* — пассик) и ряда направляющих роликов и стоек (*22*, *26—30*, *33*, *34*, *37*). На оси электродвигателя *1* закреплен диск *45* с видеоголовками *6*, токосъемники *21* и *44* и тахогенератор частоты кадров *42*, имеющий катушки *9* и *23*, и тахогенератор частоты строк *3*. В режимах записи и воспроизведения вращение двигателя с помощью шкивов *46* и *47* и пассиков *2* и *43* передается маховику *38* ведущего вала и шкиву *4* промежуточного вала *5*. Прижим ленты *7* осуществляется обрезиненным роликом *31*, который перемещается электромагнитом *35*. Для образования «замкнутой петли», изолированной от подающего и приемного узлов, лента в этих режимах прижимается к ролику *31* и с противоположной стороны, где она обхватывает свободно вращающийся ролик *30*. Для повышения стабильности натяжения со стороны подающей катушки применен механический стабилизатор, состоящий из рычага *15* со штырем *17*, связанным с металлической лентой, оклеенной кожей, и пружины *13*. До конической направляющей стойки *28* лента движется параллельно плоскости катушки, а после нее опирается нижним краем на направляющую *8*, закрепленную на барабане *18* БВГ. По ходу движения ленты внутри «замкнутой петли» помещены стирающая головка *24* и блок универсальных головок *36*. При перемотке ленты вперед ролик *31* отводит ленту от ведущего вала, пассик *10* прижимается к приемному узлу и частота вращения приемной катушки значительно возрастает. В режиме обратной перемотки этот же пассик через промежуточный ролик *12* передает вращение подающему узлу от шкива *11* промежуточного вала *5* через шкив *25*.

Оба электродвигателя — коллекторные, постоянноточные с возбуждением от феррит-бариевых магнитов. Напряжение питания первого — 7 В, второго 4,5 В; частота вращения соответственно 1500 и 2500 об/мин; мощности потребления 3,65 и 1,35 Вт.

ЛПМ с «замкнутой петлей» имеет хорошую стабильность скорости ленты, но неудобен в эксплуатации, так как заправка ленты затруднена. Этот недостаток значительно уменьшен в ЛПМ с «Ω-петлей», кинематическая схема которого приведена на рис. 6.23. ЛПМ имеет ведущий электродвигатель *22* диска видеоголовок *6*, подающий узел *1*, приемный узел *2*, ведущий вал *11* с маховиком, прижимной ролик *12*, обводной ролик *4*,

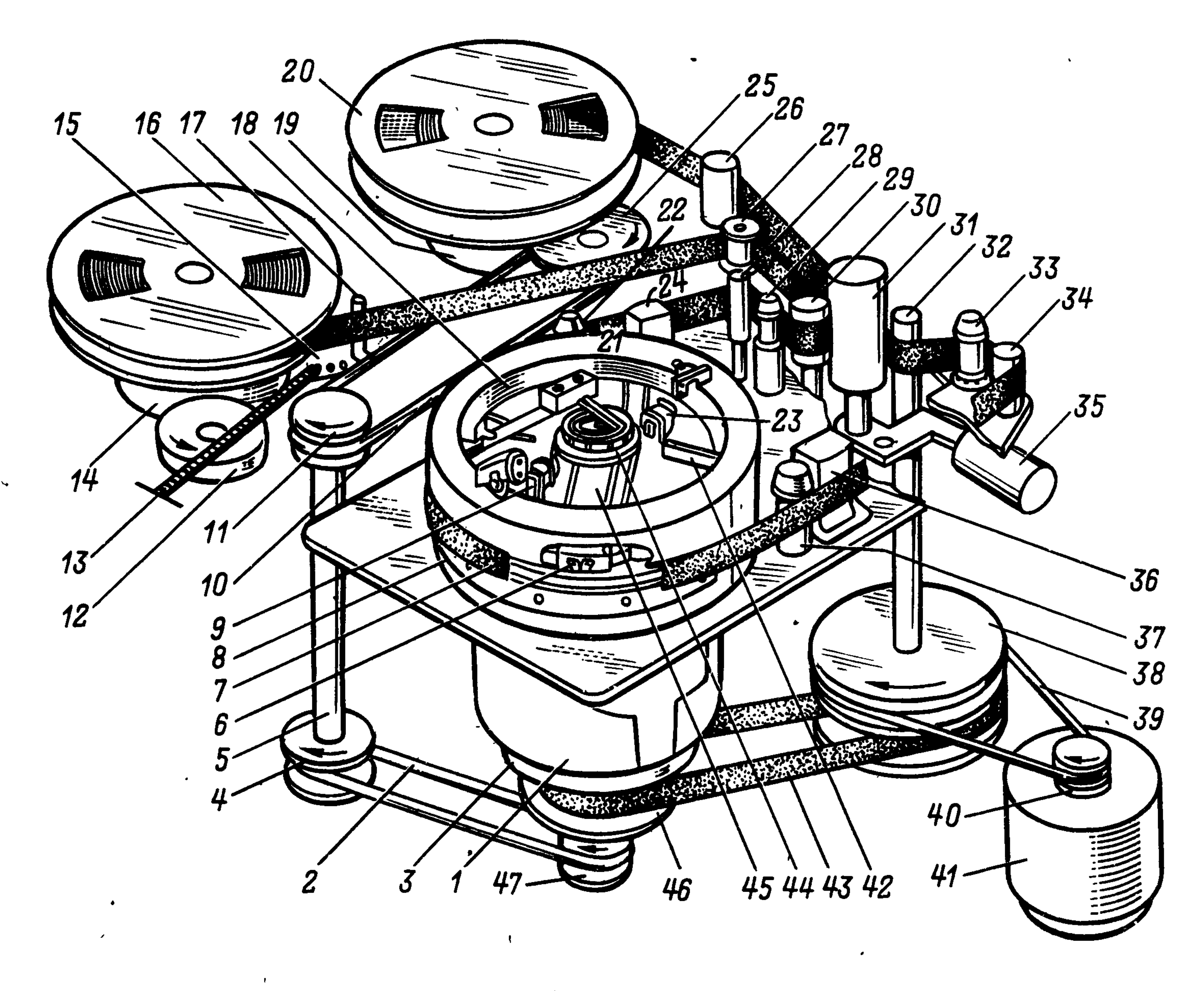


Рис. 6.22

Рис. 6.23

направляющие стойки *7* и *8*. Для поддержания постоянного натяжения ленты подающий узел снабжен механическим тормозом с рычагом *3* и пружиной. Передача движения от электродвигателей передается пассиками *29 — 31*, фрикционным узлом *23* и шкивами *24 — 26*. По ходу движения со стороны основы ленты помещена стирающая головка *5* (при таком расположении стирающей головки рабочий слой ленты изнашивается меньше) и БВГ *8*. Рядом с ведущим валом расположена универсальная головка *10*. Переключение режимов работы осуществляется с помощью кнопочной станции *14* толкателями *18 — 21* со скобами *16, 17*, рычагами *27, 28* и электромагнитами *13, 15*.

Наилучшим образом лента сохраняется в кассете. Кассету устанавливают в видеомагнитофон с помощью специального устройства. На рис. 6.24 изображена упрощенная кинематическая схема ЛПМ видеомагнитофона, в котором применяется кассета ВК-30 с соосным расположением катушек, а в табл. 6.3 приведены данные наиболее современных кассет и форматов записи, применяемых в современной бытовой видеозаписи.

В центре ЛПМ расположен БВГ *1*, помещенный внутри поворотной платформы *15* зарядного устройства, имеющего направляющие ролики *16* и *17*. В нижней части ЛПМ находятся гнездо и лифт для перемещения кассеты *2*, в которой расположены одна над другой две катушки с лентой,

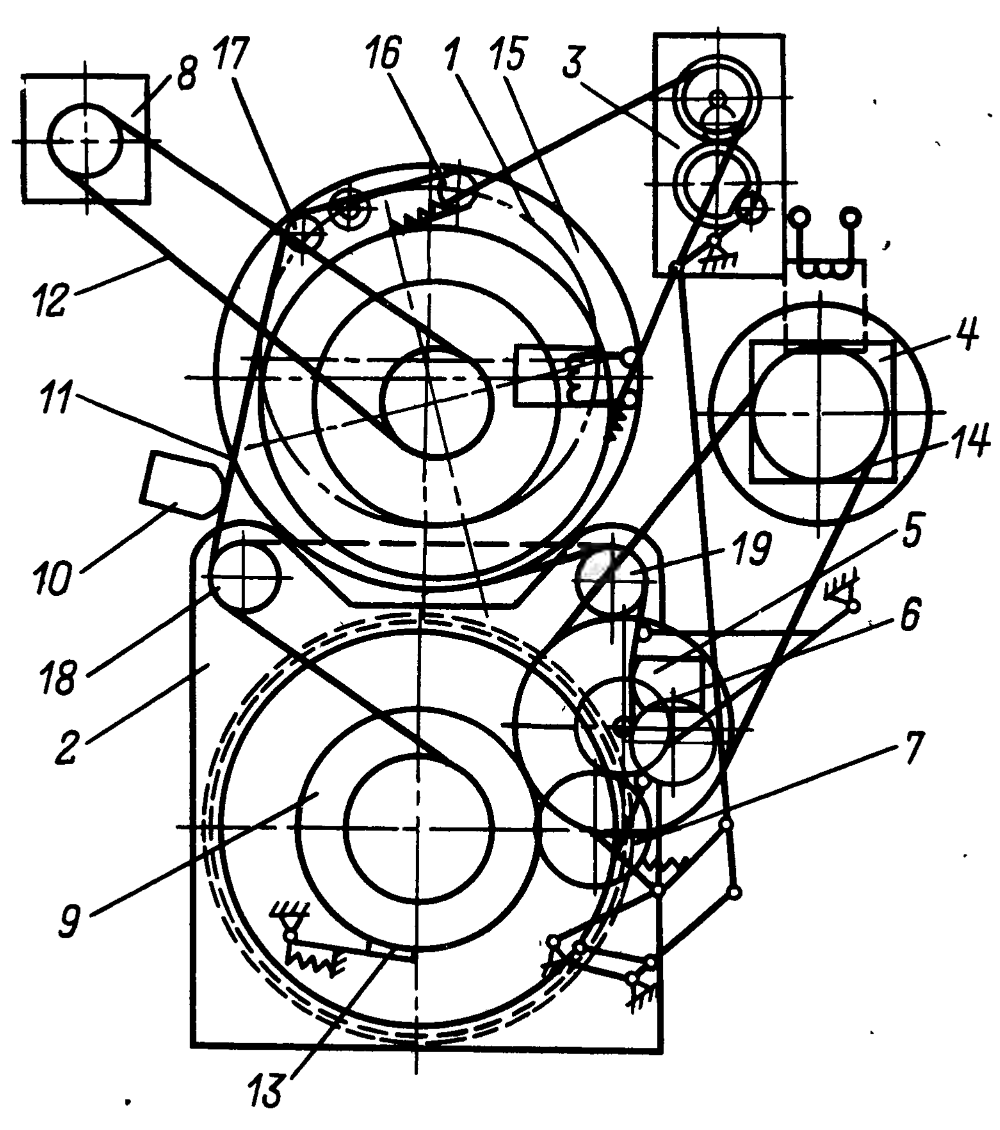


Рис. 6.24

образующие приемоподающий узел *9*. Лента *11* сматывается с нижней катушки, проходит вокруг обводных роликов *18* и *19* и наматывается на

Таблица 6.3. **Кассеты для бытовой видеозаписи**

Параметр	«Видео-2000»	ВХС	БЭТАМАКС	ЛВР	ВЦР-120	ВК-30
Время записи, мин	2×240	180	198	180	120	30
Расход ленты, $м^2$/ч	0,56	1,07	0,86	1,6	3,09	6,7
Толщина ленты, мкм	14	20	14	8,5	20	27
Ширина ленты, мм	12,7	12,7	12,7	8	12,7	12,7
Размеры кассеты, мм	183×110×26	188×104×25	156×95×25	114×106×17	145×127×41	145×127×41
Скорость ленты, мм/с	24,42	23,39	18,73	4000	65,6	142,3
Скорость головка-лента, мс	5,08	4,85	5,83	4,0	8,08	8,08
Ширина строчки, мкм	22,5	49	33	100	—	130
Взаимный перекос рабочих зазоров видеоголовок, град	±15	±6	±7	—	±15	0

Примечание. В кассете ВК-30 применяется формат, приведенный на рис. 6.1, при котором строчки записываются с промежутками. В кассете ЛВР применяется формат, при котором изображение записывается последовательно на нескольких продольных дорожках и видеоголовка не вращается. В остальных кассетах применяется наклонно-строчный формат записи без промежутков между строчками двумя вращающимися головками.

верхнюю катушку. При опускании кассеты лифтом ролик *16* зарядной платформы *15* входит в окно кассеты и захватывает свободный конец ленты перед заправкой (показано штриховой линией); привод механизма *3* начинает вращать платформу *15*, извлекая ленту из кассеты и укладывая ее вокруг БВГ. Внешняя обратная петля ленты проходит по роликам *17* и *18* и поступает в приемную катушку.

Лента подматывается вращением ролика *7*, который входит в зацепление со щекой катушки. Кассета снабжена встроенными тормозами *13*, которые препятствуют спаданию ленты с роликов при съеме кассеты. Окно для ролика зарядного устройства в разряженной кассете закрыто крышкой, защищающей внутренность кассеты от пыли. Стирающая головка *10* установлена со стороны основы ленты. Диск с головками вращается от электродвигателя *8* через ременную передачу *12*. Для уменьшения трения ленты о барабан БВГ его верхнюю часть делают вращающейся. Частота вращения барабана 1500 об/мин. При вращении барабана между его поверхностью и лентой образуется воздушная подушка толщиной 20—40 мкм. Ведущий узел приводится во вращение электродвигателем *4* через пассик *14*. В непосредственной близости от него расположен блок *5* с головками записи-воспроизведения звукового сопровождения и управляющей головкой. Ленту можно перематывать в кассете, не снимая ее с направляющего барабана БВГ.

Широкое распространение получили кассеты с копланарным расположением катушек. При малых размерах подобная кассета может работать по 4 ч, т. к. магнитные строчки на ленте записываются без промежутков.

На рис. 6.25 представлена схема заправки копланарной кассеты типа «БЕТАМАКС» (см. табл. 6.3). Большая часть узлов, связанных с зарядкой ленты и регулированием ее натяжения, установлена на заряжающем диске *11*. Он расположен эксцентрично относительно барабана БВГ *6*. Благодаря этому освобождается место для головок

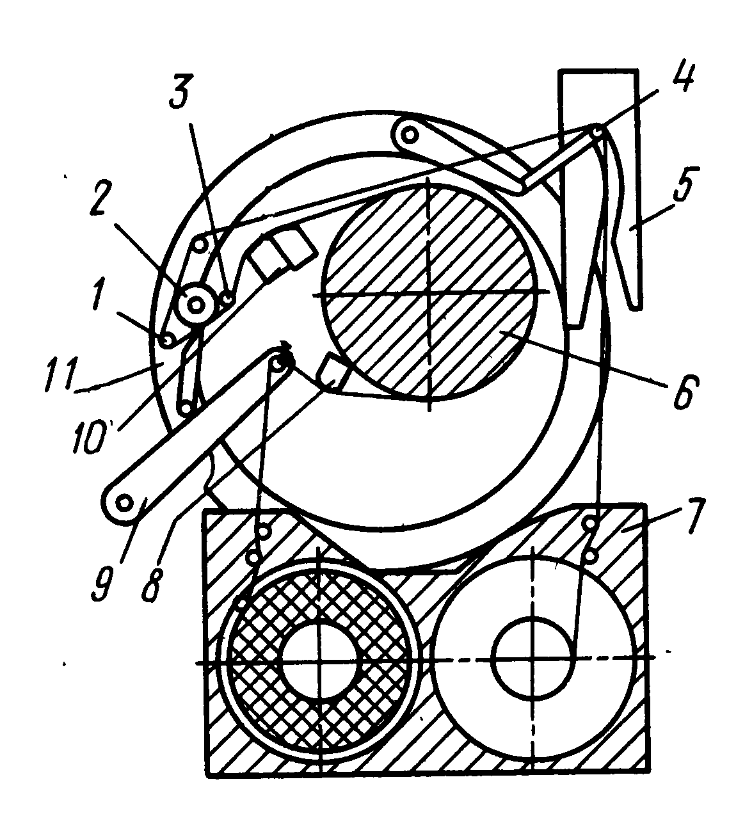


Рис. 6.25

стирания, управления, звука *10* и для ведущего вала *3*. При установке кассеты *7* в ЛПМ в нее вводятся направляющие *1, 4* и прижимный ролик *2*. Платформа *11* при зарядке делает поворот на угол 270° и направляющий ролик *4* входит в запорный рычаг *5*. При этом лента вытягивается из кассеты, обводится вокруг барабана и подходит к неподвижным головкам. Рычаг *9* регулировки натяжения, который расположен вне заряжающей платформы *11*, вытягивает ленту из кассеты *7*, в результате чего она обхватывает барабан БВГ на угол 180° и входит в соприкосновение со стирающей головкой *8*.

БВГ представляет собой трехэтажную конструкцию: между двумя неподвижными направляющими барабанами вращается третий — с двумя видеоголовками. Воздушная подушка, которая образуется между вращающимися барабаном и лентой, способствует снижению потерь на трение в ЛПМ. На нижней части барабана сделан с прецизионной точностью выступ, обеспечивающий спиральное направление ленты по поверхности БВГ. К верхней половине барабана прикреплена направляющая пластина, которая с уси-

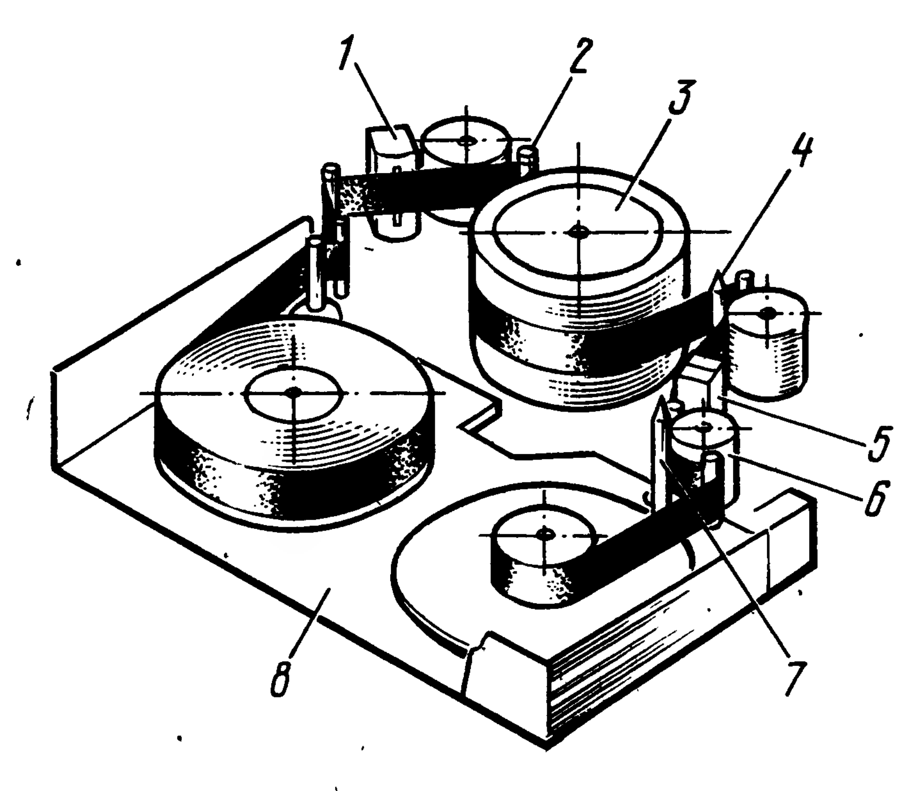


Рис. 6.26

лием 0,01 — 0,02 Н давит на верхний край ленты и прижимает ее к нижнему выступу. Широкие направляющие пластины фиксируют положение ленты в зоне неподвижных головок и обеспечивают взаимозаменяемость кассет.

На рис. 6.26 изображена кинематическая схема зарядки ленты в ЛПМ типа ВХС двумя параллельными заряжающими роликами (см. табл. 6.3). При установке кассеты 8 в ЛПМ лента оказывается между ведущим валом 7 и прижимным роликом 6. Таким образом, для подведения прижимного ролика к валу требуется его минимальное перемещение, что обеспечивает высокую стабильность работы ведущего узла. Два заряжающих ролика 2 и 4 вытягивают ленту из кассеты и обхватывают ею барабан БВГ 3. Заряжающие ролики фиксируются в требуемом положении двумя стопорами с V-образными канавками, благодаря чему обеспечивается высокая стабильность тракта ЛПМ. Поскольку ход роликов мал, из кассеты вытягивается небольшая петля ленты, что также способствует стабильности зарядки ленты, устраняет опасность ее деформации. По ходу движения лента касается головки канала управления 1 и головки канала звукового сопровождения 5, расположенных по обе стороны БВГ. Направляющий барабан БВГ разделен на верхнюю и нижнюю половины, причем нижняя имеет прецизионный выступ для фиксации хода ленты по спирали. Верхняя половина барабана вращается, на ней помещены две видеоголовки. Воздушная подушка, образующаяся между барабаном и лентой, позволяет сделать натяжение в зоне ведущего вала менее 1 Н, что дает возможность применить в кассете сверхтонкую ленту.

6.4. БЛОК ВРАЩАЮЩИХСЯ ГОЛОВОК

Съемный БВГ является одним из основных узлов видеомагнитофона. Размеры БВГ определяются шириной ленты и используемым форматом записи. В бытовых советских видеомагнитофонах применяется БВГ с диаметром барабана 105 мм. При желании записать сигнал более высоких частот диаметр барабана увеличивают до 135 мм. Элементы блока должны быть точно изготовлены и тщательно собраны. Радиальное биение и несоосность диска видеоголовок и цилиндров не должны превышать 5 мкм. Цилиндры изготавливают из дюралюминиевых сплавов В-95, А-30 или нержавеющей стали, точно обрабатывают после сборки под заданный размер и покрывают химическим способом никелем и тонким слоем хрома или титана.

Верхняя и нижняя части цилиндров скрепляются сегментной стойкой с регулировочными винтами, позволяющими точно устанавливать соосность обеих частей. В этом случае ось диска может быть сплошной, а выводы токосъемника пропускают по сегментной стойке.

Сборочный чертеж одной из конструкций БВГ бытового двухголовочного видеомагнитофона приведен на рис. 6.27. Здесь: *1* — диск видеоголовок; *2* — крышка токосъемника; *3* — основание (сплав Д16Т); *4* — шкив; *5* — подшипник нижний; *6* — направляющая (сплав Д16Т); *7* — цилиндр верхний (сталь Х18Н10Т); *8* — ленточная направляющая; *9* — малая накладка; *10* — средняя накладка; *11* — большая накладка; *12* — винт крепления цилиндра; *13* — винт установки головки; *14* — токосъемники; *15* — винт крепления ленточной направляющей; *16* — винт крепления диска к фланцу; *17* — винт крепления верхней крышки; *18* — тахогенератор; *19* — нижний цилиндр (сталь Х18Н10Т); *20* — фланец (латунь ЛС59-1); *21* — вал; *22* — подпятник; *23* — упор; *24* — видеоголовки; *25* — корпус; *А* — поверхность верхнего цилиндра; *Д* — верхняя поверхность сегментной направляющей; *Е* — плоскость вращения видеоголовок; *Ж* — верхняя кромка ленточной направляющей.

Неплоскостность поверхностей *Д* деталей *6* и *7* должна быть не более *10* мкм; размер *Б* обеспечивается винтами М2Х4 и М5Х5. Радиальное биение поверхности *В* относительно поверхности *Г* должно быть не более 5 мкм, что достигается перемещением детали *1* при отпущенных винтах *16*; винты контрятся эмалью НП-25. Деталь *23* устанавливается на эпоксидный клей. Поверхность *Ж* следует выставить относительно поверхности *Е* по винтовой линии с углом подъема 3°41′7″ ± 5′ (размер, отмеченный звездочкой, дан для справок). На рис. 6.28 показан корпус в сборе, основные размеры деталей БВГ и указаны материалы, из которых их изготавливают. Там же приведены допуски, обеспечивающие сопряжение основных деталей.

На рис. 6.28: *1* — цилиндр нижний; *2* — вкладыш подпятника; *3, 9* — шайбы установочные; *4* — скоба подпятника; *5* — фланец; *6* — вал;

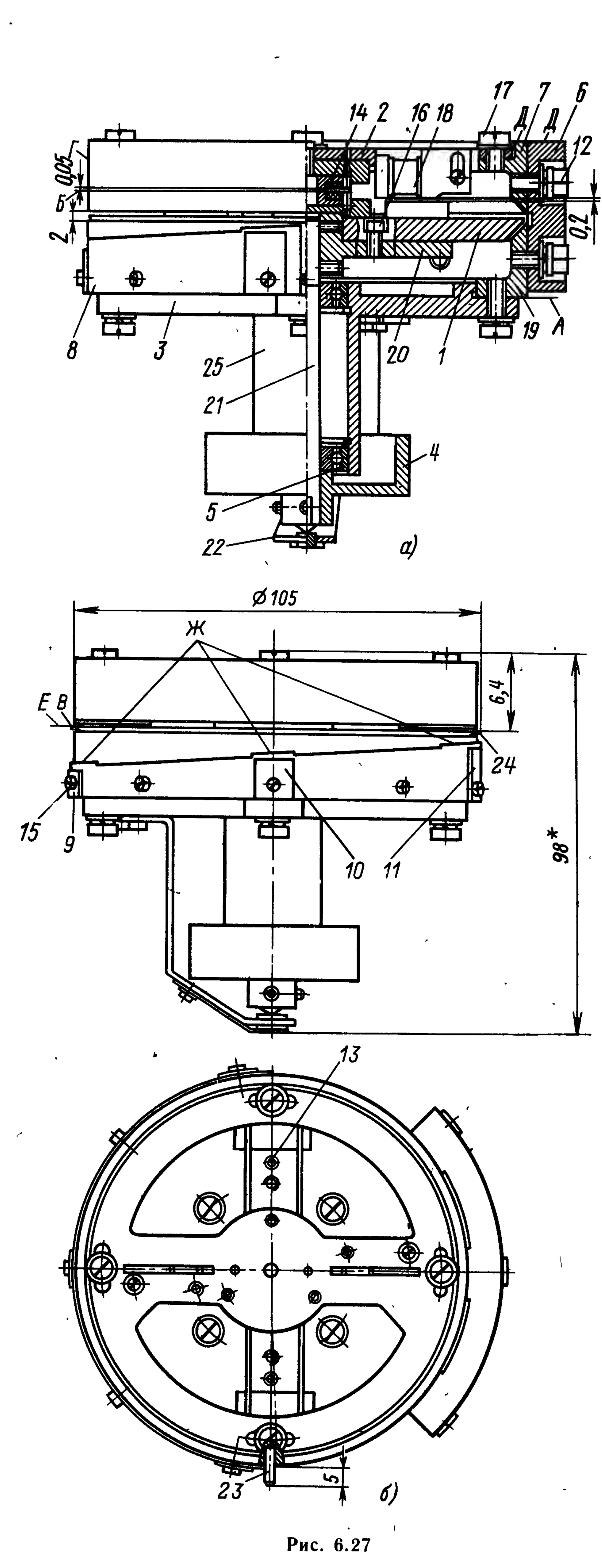


Рис. 6.27

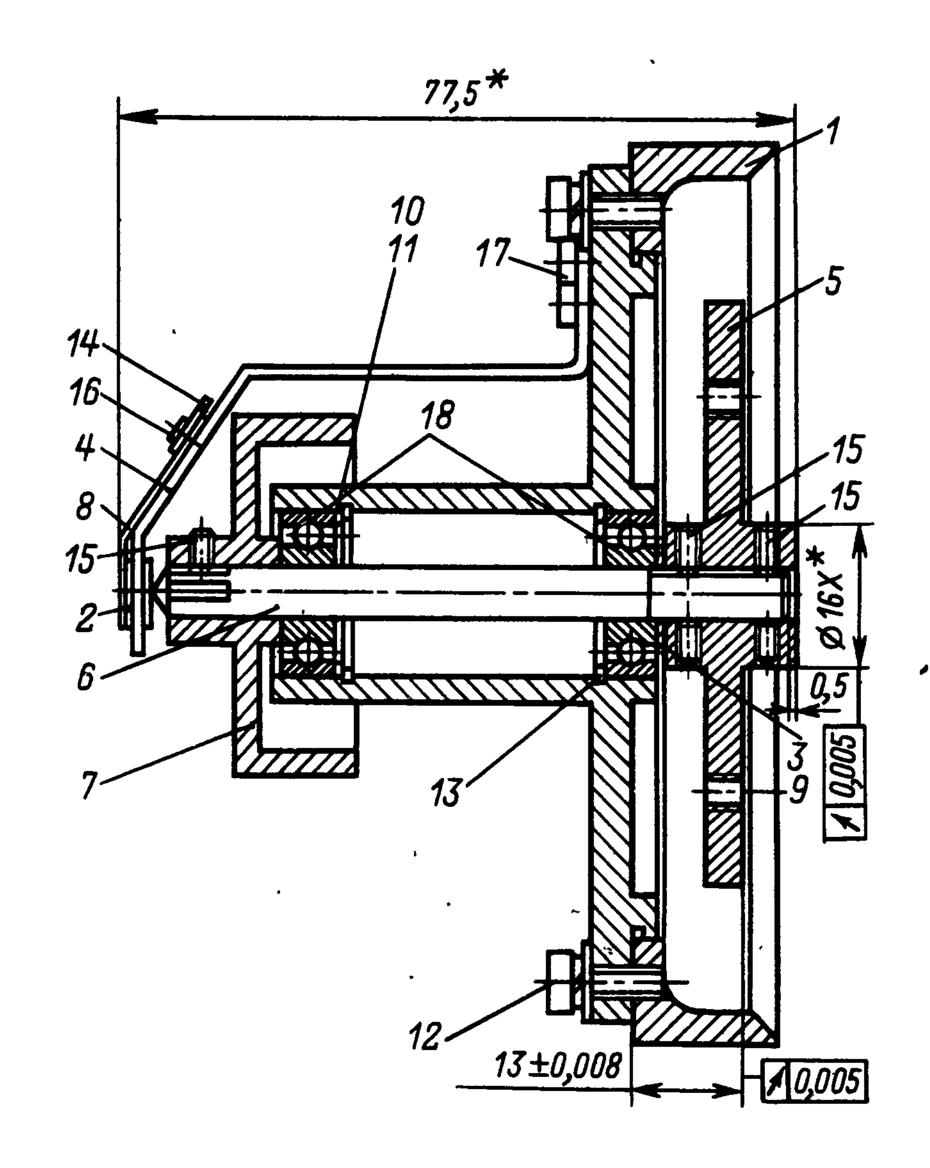


Рис. 6.28

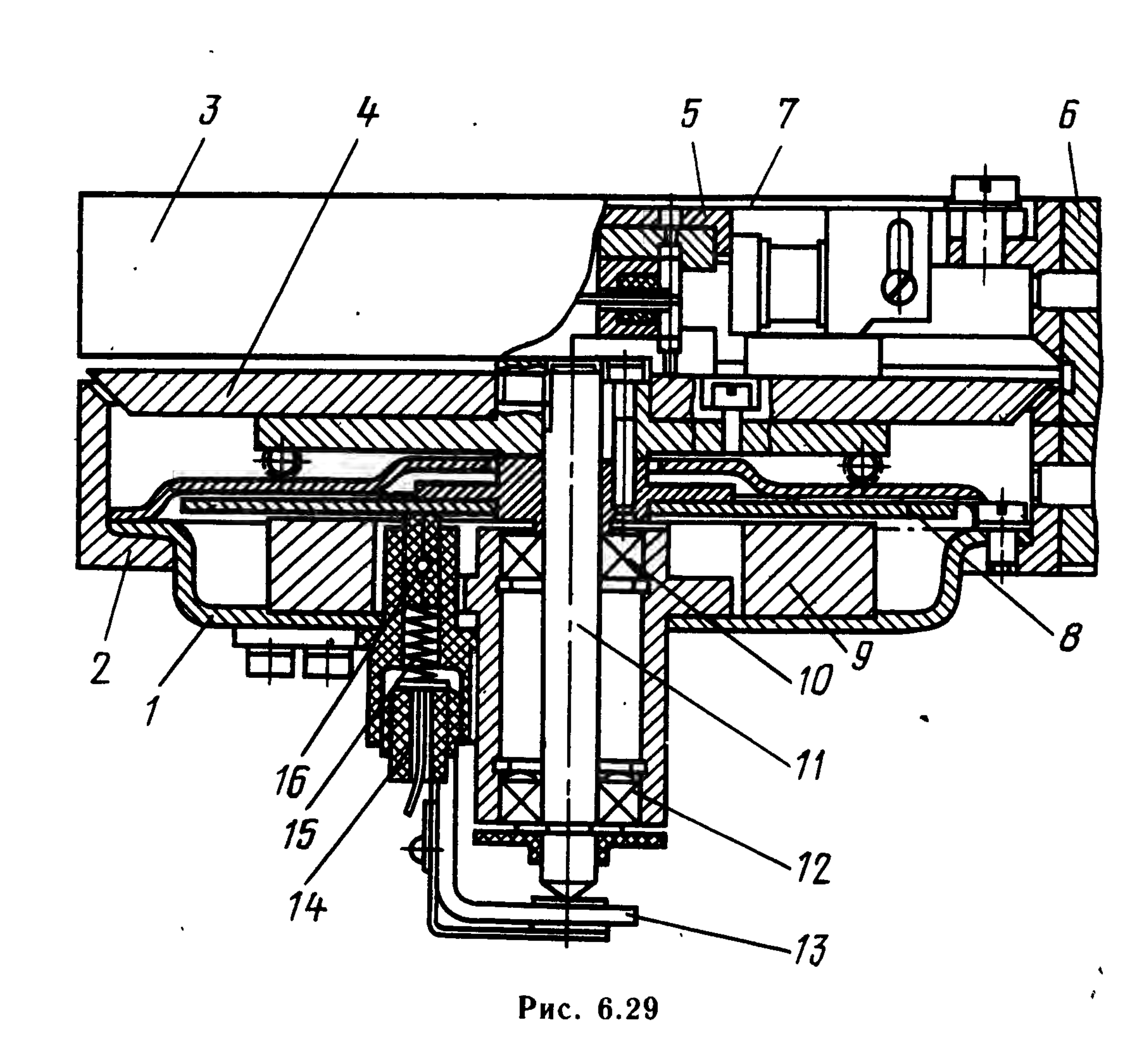


Рис. 6.29

7 — шкив; *8* — нижний подпятник; *10, 11* — шайбы установочные; *12* — винт крепления цилиндра; *13* — шайба запорная; *14* — клемма; *15* — винт стопорный; *16* — винт подпятника; *17* — винт крепления корпуса; *18* — шарикоподшипники.

Более совершенна конструкция БВГ со встроенным электродвигателем (рис. 6.29). Корпус электродвигателя *1* расположен внутри нижней половины барабана *2*. На вал *11*, снизу упирающийся в подпятник *13*, жестко посажен диск *4* с видеоголовками, ротор токосъемника *5* и ротор тахогенератора. Электродвигатель имеет разнесенные радиально-упорные подшипники *10* и *12*. Отсутствие передачи пассиком и непосредственное управление частотой вращения вала электродвигателя с помощью САР-СД позволяют получить малые временные искажения воспроизводимого сигнала. Верхняя половина барабана *3* либо скрепляется с диском видеоголовок и делается подвижной (при этом вал электродвигателя должен иметь паз для проводов, идущих от токосъемника *5*), либо скрепляется с нижней половиной *2* с помощью стойки *6*. Осевое биение внеш-

него диаметра барабана относительно оси диска с видеоголовками должно быть не более 5 мкм.

Между диском видеоголовок и верхней крышкой *7* иногда размещают предварительный усилитель воспроизведения. Для уменьшения длины проводов, идущих к видеоголовкам, там же можно расположить оконечный каскад усилителя записи. Наилучшие результаты получаются при использовании специального электродвигателя постоянного тока с печатным ротором *8*, имеющим большое число коллекторных пластин; ток к ним подводится щетками *16*. Статор *9* электродвигателя выполнен в виде кольцевого постоянного магнита с несколькими полюсами. Щетки прижимает пружина *15*, сила прижима регулируется держателем *14*. Применяют также синхронные электродвигатели переменного тока, питаемые от мощных усилителей.

Сигналы к БВГ подают через токосъемники с числом секций, равным числу видеоголовок. Контактный токосъемник представляет собой кольцо, поверхность которого покрыта серебром или специальным малоокисляющимся сплавом. Применяют щетки из мягкого графита или из мягких пружинящих тонких проволочек. Бесконтактный токосъемник изготовляют из двух ферритовых колец с пазами, в которые помещают обмотки. Со стороны пазов, по торцу, кольца пришлифовывают и закрепляют на валу и на неподвижной половине барабана так, чтобы магнитный поток от статора к ротору замыкался через воздушные зазоры, размер которых не должен быть более 50—80 мкм. При использовании бесконтактных токосъемников для уменьшения помех диск с видеоголовками следует заземлять через специальную щетку.

Тахогенератором может служить устройство, состоящее из фотодиода или фоторезистора, который освещают либо миниатюрной лампой через прорезь в диске или отраженным светом от черных и белых секторов, наносимых на диск, либо светодиодом. Электрические импульсы, образующиеся при вращении диска, подаются в САР-СД видеомагнитофона.

Простейший тахогенератор можно изготовить из обычной магнитной головки с широким рабочим зазором и небольшого постоянного магнита, которые укрепляются на диске БВГ. Во время вращения диска перед зазором магнитной головки периодически появляется магнит и индуцирует в ее обмотке электрические импульсы.

6.5. МАГНИТНЫЕ ЛЕНТЫ И ГОЛОВКИ

В бытовых видеомагнитофонах используют магнитную ленту Т-4305-12Б толщиной 27 мкм с рабочим слоем из порошка двуокиси хрома на лавсановой основе. Применение лент с рабочим слоем из гамма-окисла железа нежелательно, т. к. уровень воспроизводимого сигнала в этом случае получается в 2—4 раза меньше. Поверхность ленты должна быть чистой, не иметь заметных царапин, короблений и растянутых мест. Запись желательно проводить при комнатной температуре и пониженной влажности. После записи ленту следует снимать с ЛПМ во избежание ее прилипания к барабану. Ленты для видеозаписи склеиваются так же, как и лента для звукозаписи.

В БВГ бытовых магнитофонов используют видеоголовки с ферритовыми сердечниками размером 2Х2Х0,2 мм, которые приклеивают к латунной оправке. Параметры видеоголовок приведены в табл. 6.4. Видеоголовки ФГВ-1 применяют в катушечных, а ФГВ-2 в кассетных видеомагнитофонах. Видеоголовки закрепляют на диске БВГ и юстируют с помощью специального приспособления, позволяющего точно установить угол между рабочими зазорами 180° ± 20′.

Рабочая часть видеоголовок должна выступать над поверхностью диска на 50 — 100 мкм. В процессе эксплуатации выступ уменьшается на 30 — 40 мкм и отдача видеоголовок постепенно повышается. В конце срока службы рабочий зазор разрушается и видеоголовки приходят в негодность.

При эксплуатации магнитные головки следует периодически очищать от магнитного порошка мягкой замшей, смоченной фреоном или спиртом.

В качестве неподвижных стирающих и универсальных головок можно использовать головки от обычных магнитофонов с размерами сердечников, соответствующими выбранному формату записи, либо универсальные магнитные головки, приведенные в табл. 6.5. Головка 12Д22-1 с двумя магнитными системами предназначена для применения в катушечных видеомагнитофонах, а гс

Таблица 6.4. **Видеоголовки**

Параметр	ФГВ-1	ФГВ-2
Ширина рабочего зазора, мкм	0,7±0,3	0,7±0,3
Длина рабочего зазора, мкм	130±10	130±8
Глубина рабочего зазора, мкм	40±10	30±10
Индуктивность, мкГн	1,7±0,27	3,3±0,27
Добротность на частоте 3,8 МГц, не менее	4	4
Ток записи, мА, не более	22	22
ЭДС, на частоте 3,8 МГц, мкВ	170	250

Таблица 6.5. **Универсальные магнитные головки для бытовых видеомагнитофонов**

Параметр	12Д22-1	12Д33-1
Ширина рабочего зазора, мкм	4,0	4,0
Длина рабочего зазора головки		
канала звука, мм	0,7±0,025	0,8±0,025
управляющего сигнала, мм	—	0,3±0,025
Глубина рабочего зазора, мм	0,3±0,05	0,3±0,05
Индуктивность, мкГн	45±10	40±10
Рабочая полоса частот канала звука, Гц	100—10 000	60—15 000

ловка 12Д33-1 с тремя магнитными системами — в кассетных видеомагнитофонах. Магнитные цепи этих головок изготовлены из пермаллоя.

Стирающая головка имеет ферритовый сердечник и обладает следующими параметрами: длина рабочего зазора 14 ± 0,2 мм, ширина 0,3 мм; глубина 0,3 ± 0,05 мм; индуктивность на частоте 1 кГц, 0,35 ± 0,1 мГн, ток стирания 250 мА, частота стирания 65 кГц, эффективность стирания 55 дБ.

6.6. ПОРЯДОК НАСТРОЙКИ ВИДЕОМАГНИТОФОНА

1. Проверяют правильное функционирование узлов ЛПМ и электронных блоков видеомагнитофона при различных режимах работы: «Рабочий ход», «Перемотка» и «Стоп».

2. Заряжают ленту или кассету и проверяют ход ленты по тракту ЛПМ. Лента должна перемещаться плавно, без рывков и перекосов. Не допускается заминание ленты на направляющих и обводных роликах. Натяжение ленты во время рабочего хода должно составлять 0,5 — 1 Н. При торможении и остановах не должны образовываться петли и провисающие участки ленты.

3. Проверяют стирание общей головкой и налаживают канал записи и воспроизведения звукового сопровождения по методике, принятой для обычных магнитофонов (см. § 5.9).

4. Проверяют канал записи и воспроизведения управляющего сигнала и функционирование систем авторегулирования.

5. Проверяют работу модулятора и демодулятора, устанавливают несущую частоту и девиацию частоты при номинальном размахе входного видеосигнала.

6. Проводят запись изображения, ленту перематывают и воспроизводят записанные сигналы. По качеству изображения подбирают уровень тока записи и устанавливают наилучшую коррекцию по высоким частотам.

6.7. СОВМЕСТНАЯ РАБОТА ВИДЕОМАГНИТОФОНА С ТЕЛЕВИЗОРОМ

Видеомагнитофон подключают к телевизору через адаптер (устройство сопряжения), в функции которого входят ввод и вывод телевизионного сигнала и сигнала звукового сопровождения. Адаптер встраивают в телевизор и соединяют с видеомагнитофоном кабелями.

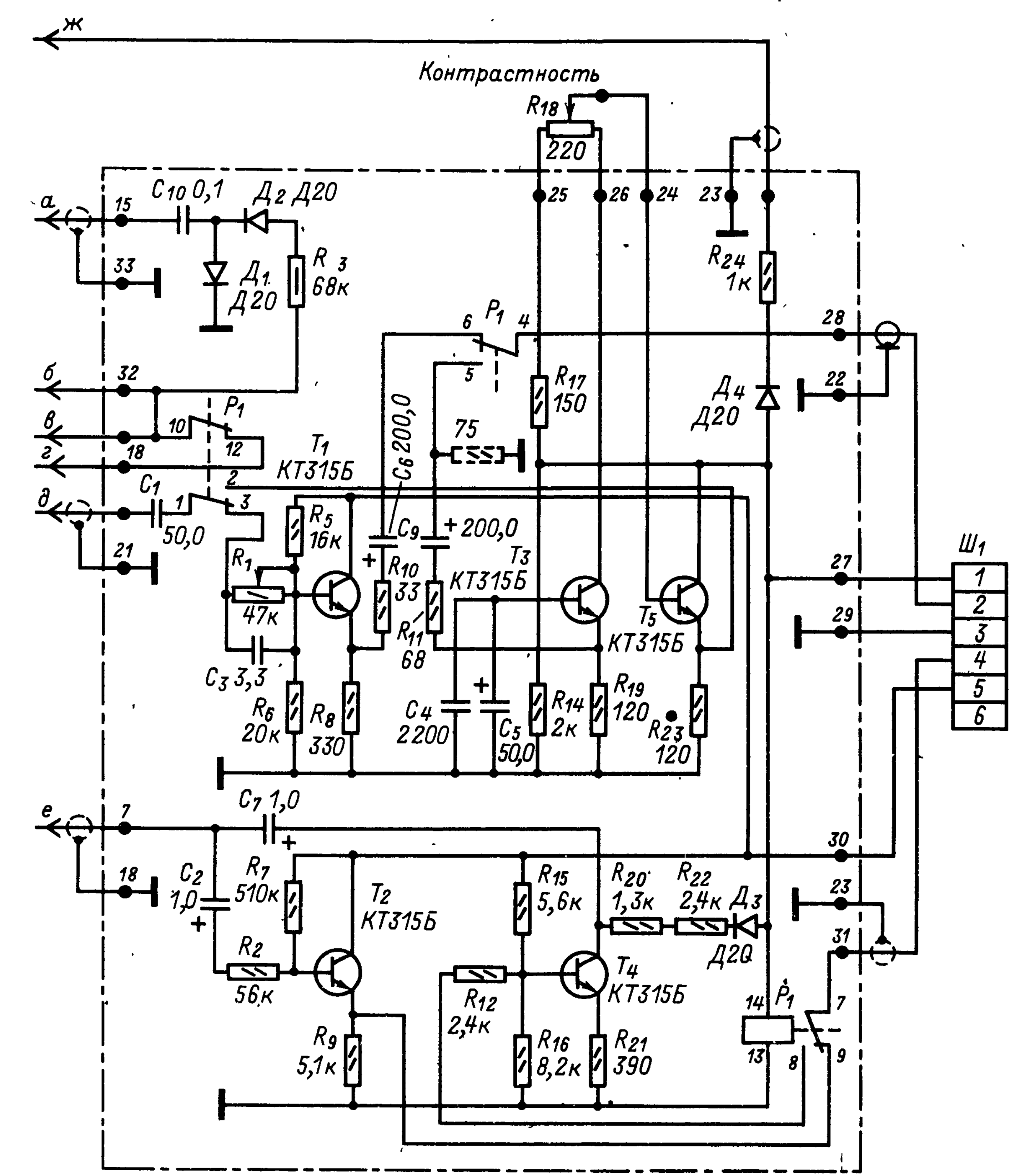


Рис. 6.30

Таблица 6.6. **Назначение контактов разъема СНЦ5-6 низкочастотного адаптера**

Режим работы	Номера контактов					
	1	2	3	4	5	6
Телевизор как видеоконтрольное устройство. Видеомагнитофон в режиме «Воспроизведение»	Напряжение переключения +12 В/90 мА	Вход видеосигнала $R_{вх}=750$ м; черно-белый и цветной сигнал амплитудой 0,7—1,4 В	Корпус, экран	Вход сигнала звукового сопровождения: $R_{вх}=10$кОм $U_{вх}=0,1\pm2$ В	Напряжение питания ±12В/100 мА	Входной сигнал звукового сопровождения со второй дорожки: $R_{вх}=10$ кОм; $U_{вх.зв}=0,1\div2$ В
Телевизор — источник программы. Видеомагнитофон в режиме «Запись»	Напряжение переключения 0 В	Выход видеосигнала: $R_{вых}=75$ Ом; черно-белый или цветной сигнал амплитудой 0,7—1,4 В	Корпус, экран	Вход сигнала звукового сопровождения: $R_{вых}=10$ кОм $U_{вых}=0,1—2$ В	Напряжение питания +12В/100 мА	Дополнительный выход звукового и коммутирующего сигналов: $R_{вых}=1$ кОм; $U_{вых}=0,1\div2$ В; дополнительное коммутирующее постоянное напряжение +12 В, подаваемое через последовательное сопротивление 0,5 МОм при работе с черно-белым сигналом

Способ соединения телевизора с видеомагнитофоном и низкочастотным адаптером стандартизован. На телевизоре устанавливают гнездовую часть разъема типа СНП-5-6, а адаптер снабжают кабелем со штыревой частью этого разъема. В табл. 6.6 указаны сигналы и напряжения питания, на контактах разъема при различных режимах работы.

На рис. 6.30 приведена схема адаптера УС-2, который может быть встроен в телевизор любого типа, а в табл. 6.7 указан порядок подключения цепей адаптера *а* — *ж* к схемам телевизоров различных типов.

При записи к выходу видеодетектора телевизора подключают эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе T_1. С его выхода через резистор R_{10} и реле P_1 сигнал поступает через контакт *2* разъема $Ш_1$ на вход видеомагнитофона. Переменный резистор R_1 служит для установки номинальной амплитуды сигнала на входе. Сигнал звукового сопровождения через эмиттерный повторитель на транзисторе T_2 и контакт *4* разъема $Ш_1$ подается на вход канала звукового сопровождения видеомагнитофона.

При воспроизведении сигнал с выхода видеомагнитофона через контакт *2* разъема $Ш_1$ адаптера, через контакты реле P_1 и регулятор уровня R_{18} подается на вход усилителя, собранного на транзисторах T_3 и T_5. Резистор предназначен для установки требуемой контрастности воспроизводимого сигнала. Сигнал звукового сопровождения с выхода видеомагнитофона через контакт *4* разъема и контакты реле P_1 подается на базу транзистора T_4, усиливается транзистором T_1 и далее поступает на вход УЗЧ телевизора. При воспроизведении постоянная времени цепи АПЧ и Ф телевизора уменьшается по сравнению с номинальной, для чего размыкаются контакты *10* и *12* реле P_1 и включается цепь C_{10}, $Д_1$, $Д_2$, R_3. В адаптере применено реле типа РЭС-*22*.

Для получения высококачественной записи телевизор необходимо точно настраивать на принимаемую станцию. Уровень входного видеосигнала должен быть таким, чтобы пики белого не приводили к перемодуляции ленты или к появлению муара на изображении.

Существуют более сложные схемы адаптеров, у которых в канале изображения имеется АРУ, поддерживающая постоянным уровень сигнала на входе видеомагнитофона. Адаптер для цветного телевизора обычно имеет АРУ в канале цветности, обеспечивающую номинальный размах поднесущей цветности в записываемом цветном сигнале.

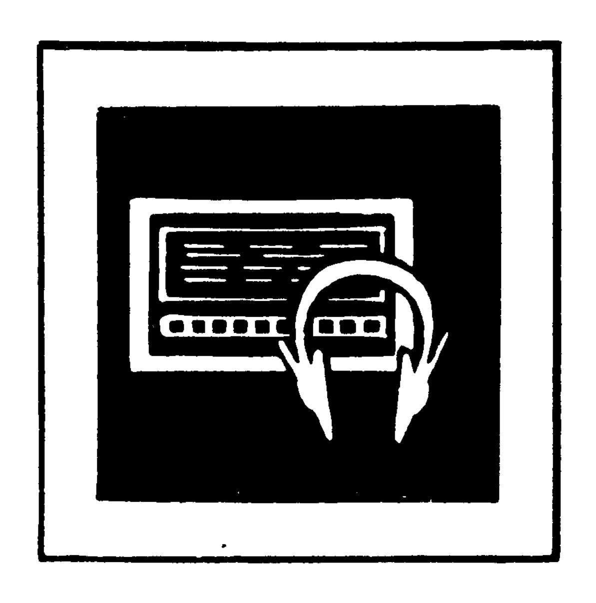
Применяют также ВЧ адаптеры, подключаемые к антенным входам телевизоров. В этом случае переделывать телевизор не нужно. Такой адаптер содержит ВЧ модуляторы для звука и изображения, поэтому его схема значительно сложнее по конструкции и более трудна в настройке.

Таблица 6.7. **Подключение адаптера УС-2 к телевизорам разных типов**

Обозначение цепи на рис. 6.30	УПТ-47/59-II-«Славутич», «Горизонт» (59) «Изумруд-201», «Изумруд»	УПТ-47/50/59/-II-2 УЛТ-50/59/61-II-3, «Рубин-205», «Рубин-205Д» «Березка-205» (50), «Славутич-201»/50	УЛПТ-47/59-II-1/3, «Электрон-2-1», «Крым-201», «Чайка-2»	УЛПТ-57/59-II-2/4, УЛПТ-59/61-II-5/6/7/8, «Крым-206», «Чайка-205»
а	Соединение $R_{443}C_{427}$	Соединение $R_{443}C_{427}$	Соединение $R_{443}C_{427}$	Соединение $R_{443}C_{427}$
б	Вывод резистора R302	Вывод резистора R202	Вывод резистора R205	Вывод резистора R205
в	Контакт панели *КП-1а*	Контакт *4* *ВК-504*	Контакт *6* панели *КП-1а*	Контакт перен. *ВК-501*
г	Контакт *24* блока *3*	Контакт *В* (+150 В)	Контакт *24* блока *3*	Контакт *В* (+150 В)
д	Контакт *КТ8* блока *3*	Контакт *КТ8* блока *3*	Контакт *КТ8* блока *3*	Контакт *КТ8* блока *3*
е	Контакт *4* блока *2*	Контакт *4* блока *2*	Контакт *3* блока *2*	Контакт *3* блока *2*

Продолжение табл. 6.7

Обозначение цепи на рис. 6.30	УЛПТ-61-II/12, «Электрон-205» «Электрон-205Д»	УЛПТ-61-II—21/22, «Крым-217», «Электрон-206»	УЛПТ-61-21И/22И, «Электрон-206Д»	УЛПТ-65-1-1, «Горизонт-101» ЛПТ-67-1-4/5
а	Соединение $R_{443}C_{427}$	Соединение $R_{384}C_{22}$	Соединение $4R_{38}4C_{22}$	Соединение $3R_{14}3\text{-}C_{12}$
б	Вывод резистора *R204*	Вывод резистора *2R4*		Контакт *7* блока *IV2*
в	Контакт *24* блока *3*	Контакт *53* блока *43*	Контакт *53* блока *43*	Контакт *34* блока *IV4*
г	Контакт *В* (+150 В)	Контакт *В* (+145 В)	Контакт *В* (+145 В)	Контакт *Д* (+150 В)
д	Контакт *КТ8* блока *3*	Контакт *3КТ11* блока *У3*	Контакт *3КТ11* блока *У3*	Контакт *КТВ* блока *IV4*
е	Контакт *3* блока *2*	Контакт *20* блока *У2*	Контакт *20* блока *У2И* Контакт *2-КТ2* блока *У2И*	Контакт *9* блока *IV2*



АППАРАТУРА ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

РАЗДЕЛ 7

СОДЕРЖАНИЕ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Диапазоны частот для любительской радиосвязи

Любительским радиостанциям разрешена работа в следующих диапазонах частот:

160-метровом	1,85—1,95 МГц
80-метровом	3,5—3,65 МГц
40-метровом	7,0—7,1 МГц
20-метровом	14,0—14,35 МГц
15-метровом	21,0—21,45 МГц
10-метровом	28,0—29,7 МГц
2-метровом	144—146 МГц
70-сантиметровом	430—440 МГц
23-сантиметровом	1,215—1,3 ГГц
5-сантиметровом	5,65—5,67 ГГц
3-сантиметровом	10,0—10,5 ГГц
1,5-сантиметровом	21,0—22,0 ГГц

Виды работы и категории любительских радиостанций

При любительских радиосвязях используются телеграфия с амплитудной манипуляцией передатчика с приемом на слух, двухчастотная телеграфия с автоматическим приемом на буквопечатающее устройство (радиотелетайп), телефония с АМ, однополосная телефония и телефония с ЧМ.

Наиболее широко радиолюбители применяют телеграфию с амплитудной манипуляцией и однополосную телефонию. Радиотелетайпом пользуются радиолюбители, имеющие специальное разрешение на этот вид работы. Телефонию с АМ применяют начинающие радиолюбители. Работа телефонией с ЧМ разрешена только на УКВ любительских диапазонах — двухметровом и более высокочастотных диапазонах. При телефонии с однополосной модуляцией излучаются нижняя боковая полоса при работе в диапазонах 160, 80 и 40 м и верхняя боковая при работе в остальных любительских диапазонах.

Для наблюдения за работой любительских радиостанций с отправкой и получением в ответ карточек-квитанций радиолюбителю необходимо иметь позывной наблюдателя. Радиолюбители-наблюдатели получают право работать на коллективных передающих радиостанциях. Для постройки передатчика радиолюбитель должен получить разрешение. Такое разрешение выдают органы министерства связи по ходатайству радиоклуба, радиошколы или комитета ДОСААФ.

Радиолюбительские передающие радиостанции в нашей стране делятся на 4 категории:

4-я категория радиостанций может работать только в диапазоне 160 м телеграфом или телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт;

3-я категория радиостанций может работать в диапазоне 160 м телеграфом или телефоном

с мощностью передатчика до 5 Вт; в диапазонах 80 и 40 м телеграфом с мощностью передатчика до 10 Вт; в диапазоне 10 м телеграфом или телефоном (только с АМ) с мощностью передатчика до 10 Вт; телеграфом или телефоном во всех УКВ диапазонах с мощностью передатчика до 5 Вт;

2-я категория радиостанций может работать в диапазоне 160 м телеграфом или телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт; в диапазонах 80 и 10 м телеграфом или телефоном с мощностью передатчика до 40 Вт; в диапазонах 40 и 20 м телеграфом с мощностью передатчика до 40 Вт и телеграфом или телефоном во всех УКВ диапазонах с мощностью передатчика до 5 Вт;

1-я категория радиостанций может работать телеграфом или телефоном во всех любительских диапазонах с мощностью передатчика 10 Вт на 160 м, 200 Вт на 80, 40, 15 и 10 м и 5 Вт во всех УКВ диапазонах.

7.2. ПЕРЕДАТЧИКИ

Параметры передатчиков

Выходная мощность — мощность полезного сигнала, отдаваемая передатчиком в фидер, питающий антенну. Выходную мощность передатчика можно определить с достаточной точностью, нагружая его на лампу накаливания и подбирая ее мощность так, чтобы она горела с полным накалом.

Подводимая мощность — мощность постоянного тока, поступающая от источника питания к выходному каскаду передатчика (указывается в разрешении на любительскую радиостанцию). При работе телеграфом подводимая мощность равна произведению напряжения источника питания анодной цепи выходного каскада передатчика на анодный ток этого каскада при нажатии на ключ.

При работе телефоном с АМ или ЧМ мощность, подводимая к выходному каскаду, определяется в отсутствие модулирующего сигнала.

При работе на одной боковой полосе различают среднюю подводимую мощность и мощность, подводимую при пиках огибающей сигнала. Последняя измеряется как произведение напряжения источника питания анодной цепи выходного каскада на анодный ток этого каскада в момент передачи синусоидального (однотонового) сигнала с максимально возможной амплитудой.

В однополосном телефонном передатчике без искусственного сжатия динамического диапазона излучаемого сигнала средняя мощность, подводимая к выходному каскаду, может быть принята равной половине мощности, подводимой на пиках огибающей. При применении устройств сжатия динамического диапазона средняя мощность возрастает и может быть близка к мощности на пиках огибающей.

Коэффициент полезного действия передатчика — отношение выходной мощности к мощности, потребляемой от источников питания. Любительские передатчики обычно имеют КПД 20 — 50 %.

Абсолютная стабильность частоты характеризуется величиной ухода частоты передатчика за определенное время; для любительского передатчика за 15 мин работы она должна быть не более 1 кГц при работе телеграфом; 2 кГц при работе телефоном с АМ; 200 Гц при работе на одной боковой полосе. При такой стабильности частоты сохраняется настройка приемника корреспондента на сигнал передатчика при работе телеграфом и телефоном с АМ и сохраняется разборчивость сигнала при работе на одной боковой полосе за время проведения радиосвязи.

Относительная стабильность частоты — отношение максимального ухода частоты к частоте, на которой работает передатчик. Работа радиолюбительских передатчиков с относительной стабильностью частоты хуже 0,02 % за 15 мин работы запрещена.

Точность установки частоты — максимальная ошибка установки частоты передатчика по его шкале. Определяется конструкцией шкалы установки частоты передатчика и стабильностью его частоты. Для обеспечения выхода на связь на указанной корреспондентом частоте погрешность установки частоты должна быть не более 3 кГц.

Структурные схемы любительских передатчиков

Телеграфный передатчик на один диапазон (рис. 7.1, *а*). Задающий генератор вырабатывает стабильные по частоте колебания на рабочей частоте передатчика. Усилитель мощности *УМ* усиливает эти колебания и устраняет влияние изменения параметров антенны на частоту передатчика. Телеграфная манипуляция осуществляется в усилителе мощности. Использование передатчика по такой структурной схеме может быть рекомендовано только на сравнительно низких частотах — для работы в диапазонах 160 и 80 м.

Передатчик для работы телеграфом в нескольких диапазонах (рис. 7.1, *б*). Задающий генератор работает в диапазоне частот наиболее низкочастотного из используемых любительских диапазонов. Частоты остальных диапазонов на выходе передатчика получают в результате применения умножителей частоты. Например, передатчик для работы во всех любительских КВ диапазонах должен иметь диапазон перестройки 1,75 — 1,95 МГц. При работе в диапазоне 160 м умножение частоты не применяется, при работе в диапазоне 80 м используется один удвоитель частоты, в диапазоне 40 м — последовательно включенные два удвоителя, в диапазоне 20 м — три удвоителя, в диапазоне 15 м — два удвоителя и один

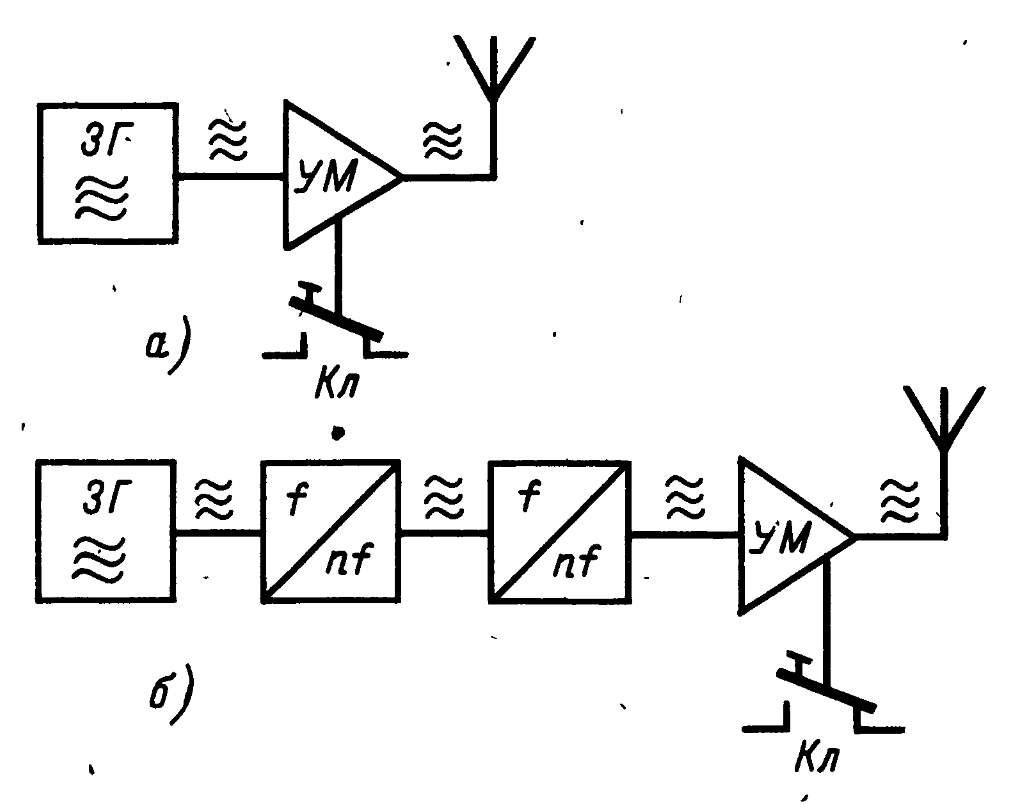


Рис. 7.1

утроитель частоты, в диапазоне 10 м — четыре удвоителя.

Телеграфный передатчик с АМ (рис. 7.2). Отличается от телеграфного передатчика осуществлением в *УМ* модуляции усиливаемых колебаний

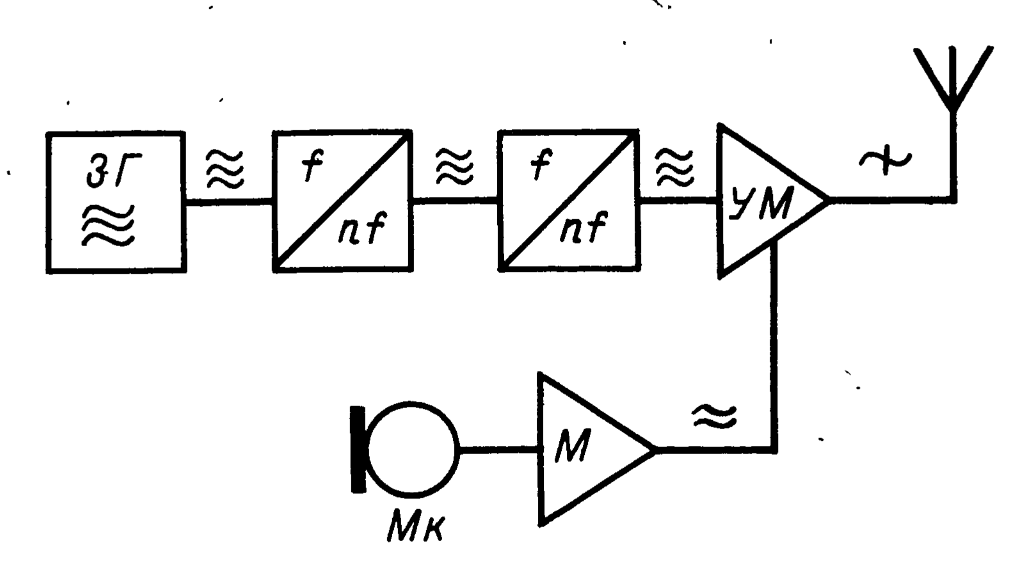


Рис. 7.2

по амплитуде. Модулирующее напряжение поступает от микрофона *Мк* через усилитель (модулятор) *М*.

Телефонный передатчик, работающий на одной боковой полосе частот. На рис. 7.3, *а* приведена

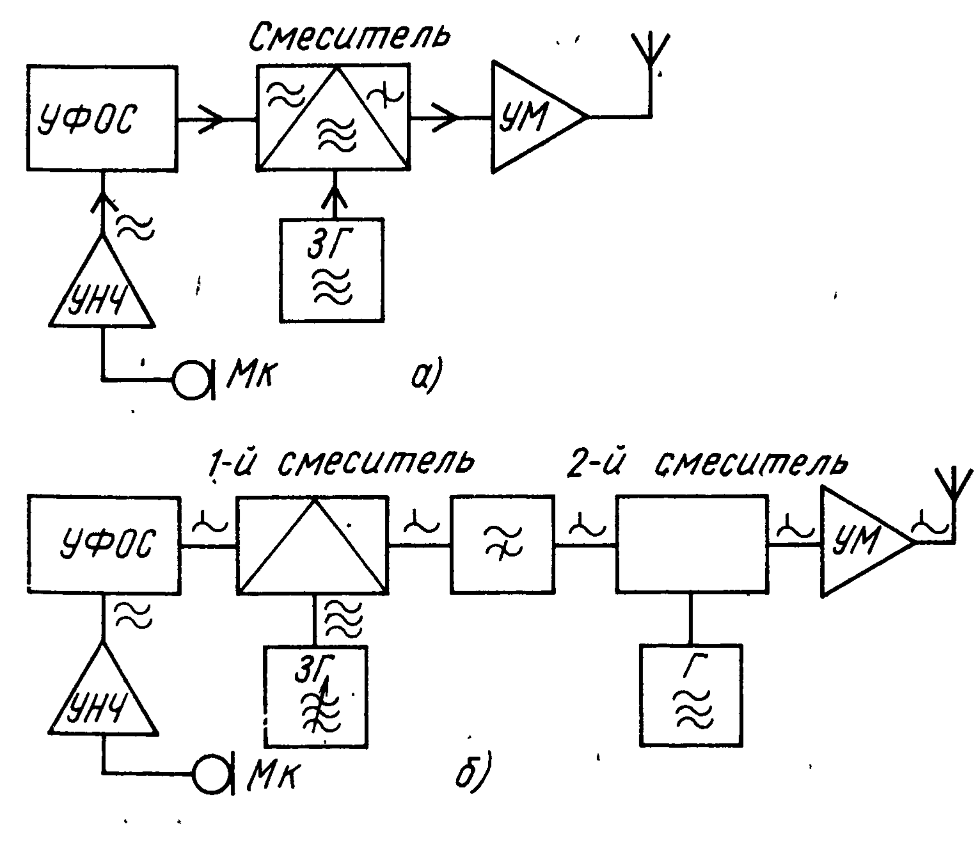


Рис. 7.3

структурная схема такого передатчика с одним преобразованием частоты. На выходе устройства формирования однополосного сигнала *УФОС* получается однополосный сигнал с фиксированной частотой, равной частоте опорного генератора, входящего в *УФОС*. Задающий генератор, обеспечивающий перестройку передатчика, работает в диапазоне частот, зависящем от диапазона, в котором должен работать передатчик, и от частоты, на которой формируется однополосный сигнал. Передатчик по такой структурной схеме может быть выполнен, например, для работы в диапазоне 160 м. Частота формирования однополосного сигнала с выделением верхней боковой полосы 500 кГц; ЗГ работает в диапазоне 2375 — 2450 кГц. На выходе смесителя частот выделяется разность частот ЗГ и формирования, так что на *УМ* поступает однополосный сигнал с выделением нижней боковой полосы в диапазоне частот 1,875 — 1,95 МГц (участок диапазона 160 м, отведенный для работы с однополосной телефонией).

Для работы во всех КВ диапазонах в передатчике по структурной схеме на рис. 7.3, *а* частота формирования однополосного сигнала должна быть не менее 2 МГц. При более низких частотах формирования сигнала необходимо использовать два преобразования частоты. Структурная схема такого передатчика приведена на рис. 7.3,*б*. Первый смеситель частот и перестраиваемый ЗГ обеспечивают перенос сформированного однополосного сигнала в диапазон частот, лежащий выше частоты 2 МГц. Перестраиваемый фильтр, включенный на выходе первого смесителя частот, выделяет однополосный сигнал на частоте, равной сумме частот формирования и ЗГ. Перенос этой частоты в любительские диапазоны осуществляется вторым смесителем и генератором фиксированных частот *Г*. Один из вариантов выполнения передатчика для работы в диапазонах 80, 40, 20, 15 и 10 м по структурной схеме на рис. 7.3, *б* — следующий. Однополосный сигнал формируется на частоте 500 кГц с выделением нижней боковой полосы при работе на диапазонах 40 и 80 м, в остальных диапазонах — с выделением верхней боковой полосы. Задающий генератор работает в диапазоне частот 2,5 — 3,5 МГц. Перестраиваемый фильтр выделяет частоты 3—4 МГц. Генератор фиксированной частоты в диапазоне 80 м не используется (второй смеситель при этом работает как усилитель в диапазоне 3,5 — 3,65 МГц); в диапазоне 40 м этот генератор работает на частоте 4 МГц; в диапазоне 20 м — 11 МГц; в диапазоне 15 м — 18 МГц; в диапазоне 10 м — 25 МГц (поддиапазон 28 — 29 МГц) и 26 МГц (поддиапазон 29 — 29,7 МГц).

Задающие генераторы. Стабилизация частоты

Задающий генератор может работать на одной фиксированной частоте или перестраиваться в требуемом диапазоне частот. Основное требова-

ние к задающему генератору — стабильность частоты.

Генератор на биполярном транзисторе с параметрической стабилизацией на фиксированную частоту. При указанных на рис. 7.4 номинальных конденсаторов C_1 — C_5 и приводимых далее

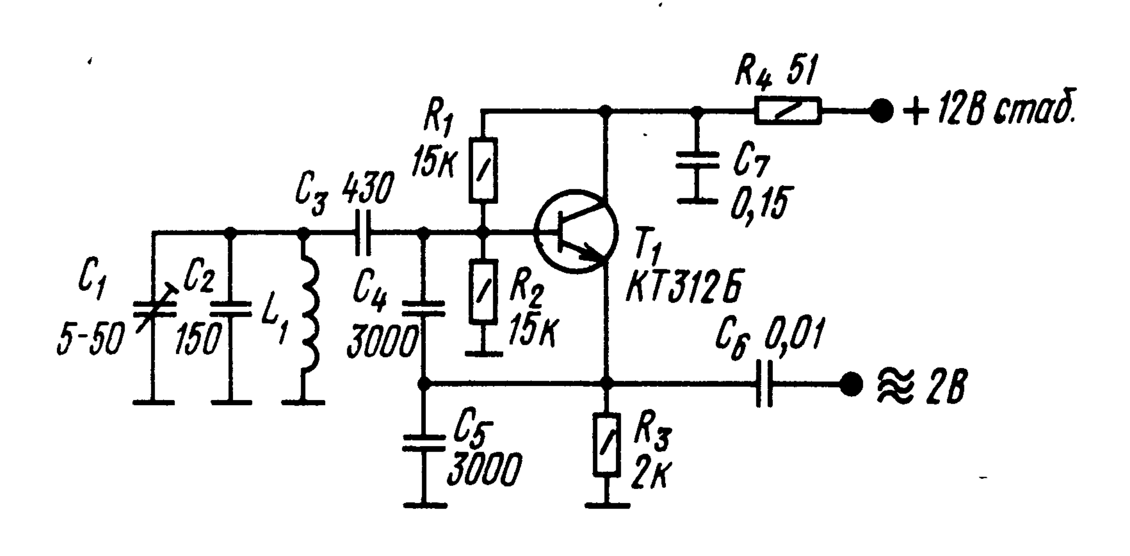


Рис. 7.4

данных катушки на выходе генератора получаются колебания с частотой 500 кГц. Такой генератор может быть использован в качестве источника опорной частоты в устройстве формирования однополосного сигнала.

Катушка L_1 намотана способом «универсаль» на каркасе 13 мм проводом ЛЭШО 21 × 0,07 и содержит 160 витков. Ширина намотки 15 мм. Катушка должна быть пропитана клеем БФ-6 и хорошо высушена (до полной полимеризации клея). Конденсаторы C_3 — C_5 — слюдяные группы Г, C_2 — керамический с отрицательным температурным коэффициентом, который подбирается до получения ухода частоты при прогреве генератора от комнатной температуры до 50 ÷ ÷60°С не более чем на 5—10 Гц. С помощью конденсатора C_1 устанавливается требуемое точное значение опорной частоты.

Генератор на биполярном транзисторе с параметрической стабилизацией частоты. Задающий генератор по схеме на рис. 7.5 может быть использован в качестве ЗГ для передатчика по структурной схеме на рис. 7.3, *б*. Диапазон частот этого генератора 2,5 — 3,5 МГц. При увеличении емкости конденсаторов C_3 и C_4 до 430 и 300 пФ соответственно этот генератор будет работать на частотах диапазона 160 м и может быть использован в качестве ЗГ для передатчика по структурной схеме на рис. 7.1. В таком варианте выполнения генератора целесообразно уменьшить диапазон изменения емкости C_1 подбором последовательно и параллельно подключенных к нему «растягивающих» конденсаторов.

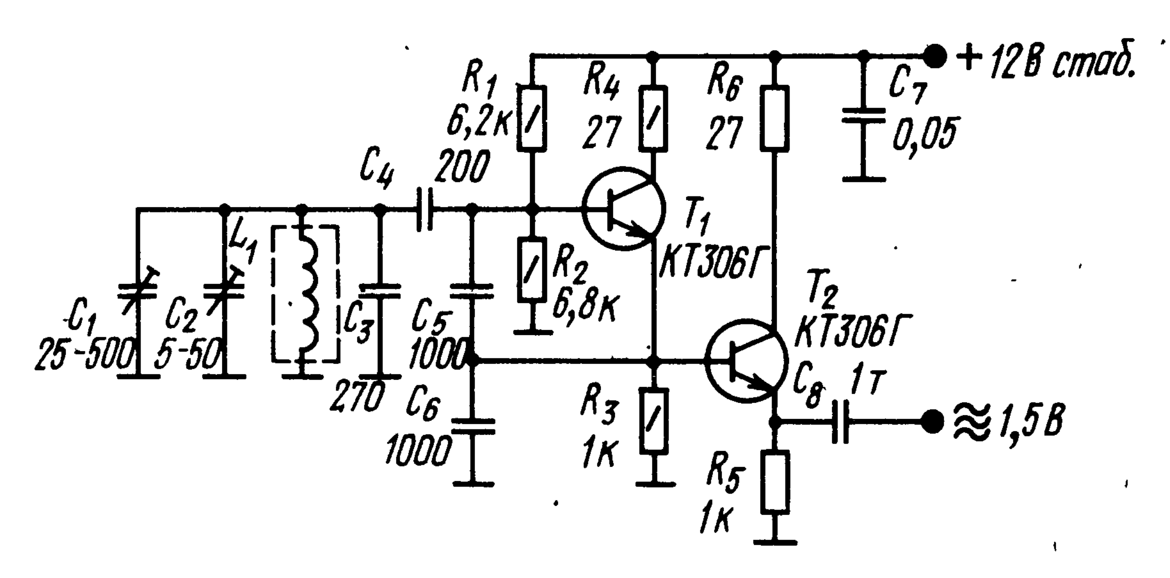


Рис. 7.5

Катушка L_1 намотана на керамическом каркасе 20 мм, на поверхности которого имеется канавка, в которую уложен провод обмотки. Намотка проводится проводом ПЭВ-2 0,35 мм. Во время намотки провод обязательно необходимо туго натянуть. Длина намотки 16 мм. Катушка помещается в алюминиевый экран ∅ 32 мм, толщина стенок экрана — не менее 0,4 мм. Температурная стабилизация частоты генератора достигается подбором температурного коэффициента конденсатора C_3. При использовании в качестве C_4 — C_6 слюдяных конденсаторов группы Г целесообразно установить керамический конденсатор C_3 группы М-75 (голубого цвета). Задающий генератор (см. рис. 7.5) может обеспечить уход частоты не более чем на 10 Гц за час работы после трехминутного прогрева при включении питания.

Генератор с параметрической стабилизацией на полевом транзисторе (рис. 7.6). Он может быть использован в качестве ЗГ для передатчика по структурной схеме на рис. 7.3, *а* при частоте формирования однополосного сигнала 5,5 МГц. Выходные частоты ЗГ при этом для работы в диапазонах 80, 40, 20, 15 и 10 м должны соответственно быть равны 9 — 9,15; 12,5 — 12,6; 8,5 — 8,85; 15,5 — 15,95 и 22,5 — 24,2 МГц. Задающий генератор — двухкаскадный. Первый каскад на транзисторе T_1 — генератор, второй — на транзисторе T_2 работает как усилитель в диапазонах 20 и 80 м и как удвоитель частоты в остальных диапазонах.

Катушка L_1 выполнена на керамическом каркасе ∅ 18 мм медной полоской шириной 1 мм, вожженной в материал каркаса. Число витков 9,5; длина намотки 20 мм. Отвод сделан от 3-го (считая от заземленного конца катушки) витка. Катушка L_1 помещена в медный экран ∅ 60 мм с толщиной стенки 1 мм.

Катушка L_2 — дроссель ВЧ типа Д-0,1 с индуктивностью 470 мкГн. Катушки L_3 — L_6 намотаны на пластмассовых каркасах ∅ 9 мм и настраиваются сердечниками СЦР-1. Все катушки намотаны виток к витку проводом ПЭЛШО 0,44 мм и содержат L_3 6, L_4 8, L_5 9 и L_6 6 витков.

Стабильность частоты ЗГ определяется правильным выбором температурных коэффициентов конденсаторов C_3, C_5, C_7, C_9, C_{13} и C_{14}. Конденсаторы C_{13} и C_{14} должны иметь небольшой температурный коэффициент; можно использовать керамические конденсаторы групп П-33 и 0 или слюдяные конденсаторы группы Г. В диапазоне 10 м конденсатор C_{12} подбирается по температурному коэффициенту, после чего проводится термокомпенсация в остальных диапазонах подбором конденсаторов C_3, C_5, C_7 и C_9. Хорошо отлаженный ЗГ по этой схеме обеспечивает уход частоты во всех диапазонах не более чем на 100 Гц за час работы после трехминутного прогрева при включении питания.

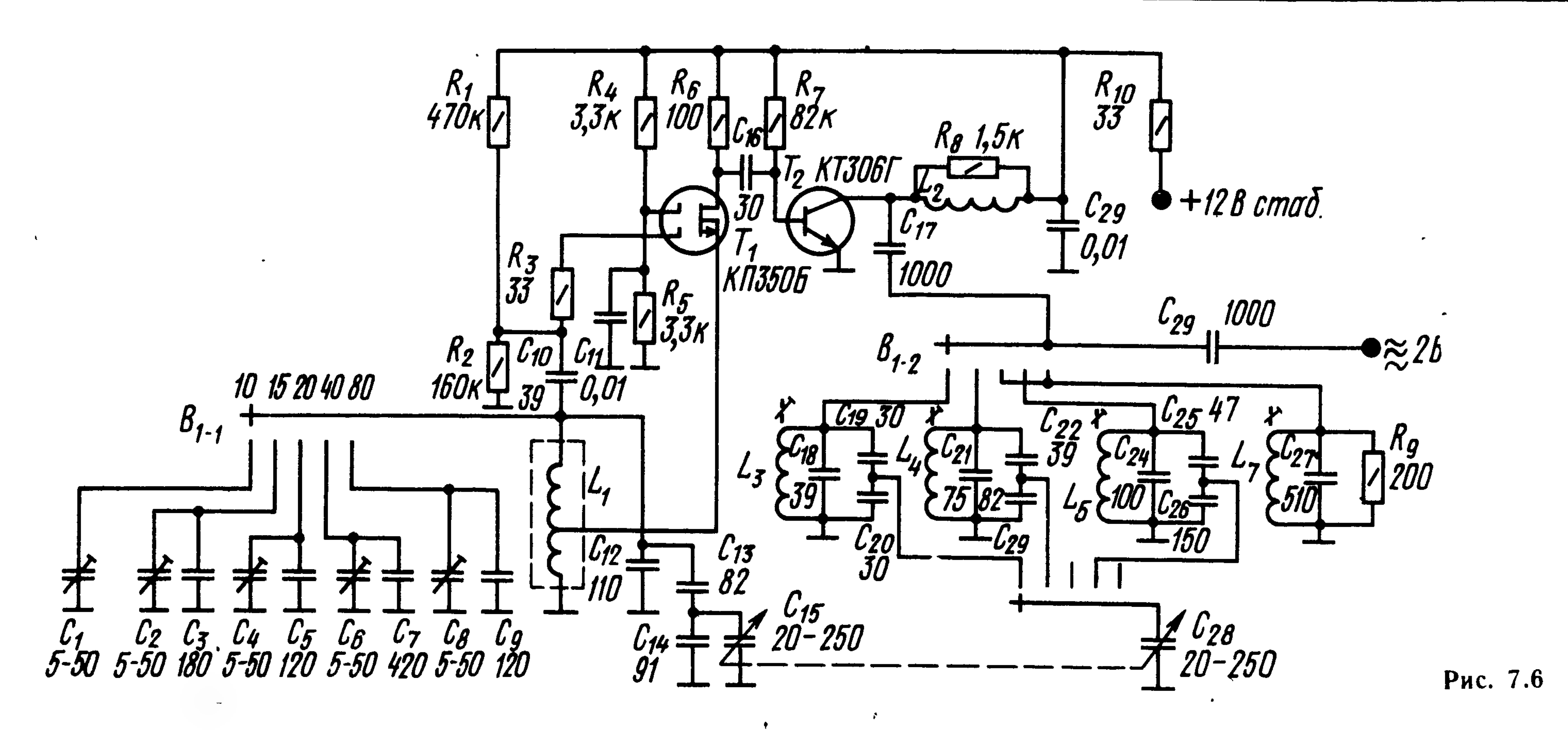


Рис. 7.6

Конструирование задающих генераторов с параметрической стабилизацией. Большое значение для получения хорошей стабильности частоты генератора с параметрической стабилизацией имеет жесткость конструкции. Желательно собрать генератор на шасси из дюраля толщиной 3—5 мм, прочно укрепить все его детали. В качестве опорных стоек лучше всего использовать стойки из фарфора. Можно применить пластмассу АГ-4, стеклотекстолит. Монтаж контура генератора необходимо выполнять жестким медным проводом при минимальной длине соединений между деталями контура. Переменные и подстроечные конденсаторы, используемые в этом контуре, обязательно должны быть с воздушным диэлектриком, смонтированы на фарфоре при зазоре между пластинами не менее 0,5 мм. Все заземления деталей контура генератора должны быть подведены к одной точке шасси (например, к точке соединения с шасси токосъема ротора конденсатора настройки).

Задающий генератор должен быть максимально удален от элементов передатчика, выделяющих тепло, и защищен от воздействия мощного электромагнитного поля.

Для защиты от внешних полей желательно поместить все детали ЗГ в общий экран, но в большинстве случаев достаточно экранировать только катушку контура, определяющего частоту колебаний.

Задающий генератор должен питаться стабильным напряжением, не имеющим пульсаций переменного тока.

Задающие генераторы с кварцевой стабилизацией. Частота генерируемых колебаний у этих генераторов определяется примененным кварцевым резонатором и при правильно выбранной схеме практически не зависит от стабильности остальных ее элементов. Стабильность частоты кварцевого генератора может быть получена на порядок более высокой, чем у тщательно отрегулированного генератора с параметрической стабилизацией.

Генератор опорной частоты. Генератор для передатчика — по структурной схеме на рис. 7.3, *а* на частоту 500 кГц может быть выполнен по схеме на рис. 7.7. Частоту колебаний в этом генераторе можно менять на 50 ... 200 Гц (в зависимости от добротности примененного кварцевого резонатора) подбором емкости конденсатора C_1 в пределах 10 — 1000 пФ.

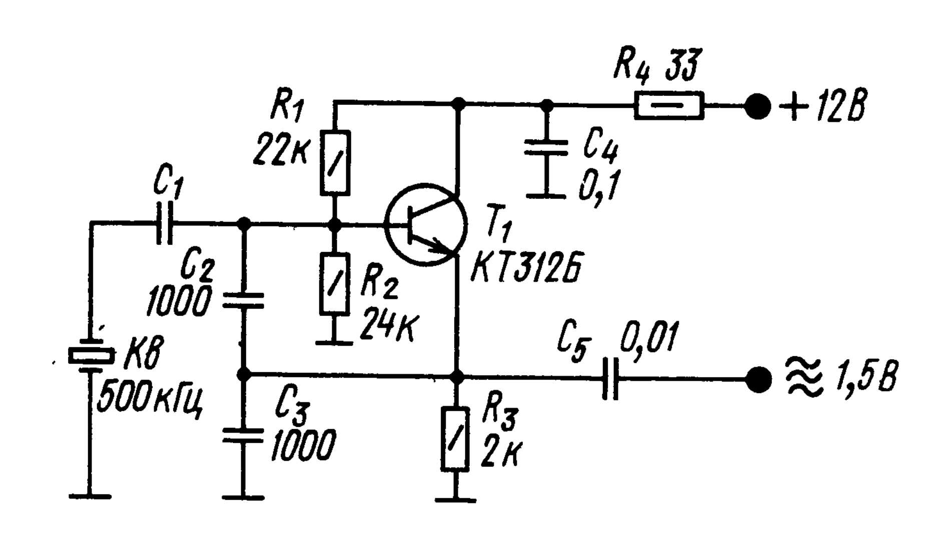


Рис. 7.7

Генератор опорных частот. Схема генератора *Г* для передатчика по схеме на рис. 7.3, *б* приведена на рис. 7.8. Первый каскад на транзисторе T_1 — генератор. Второй каскад на транзисторе T_2 в пер-

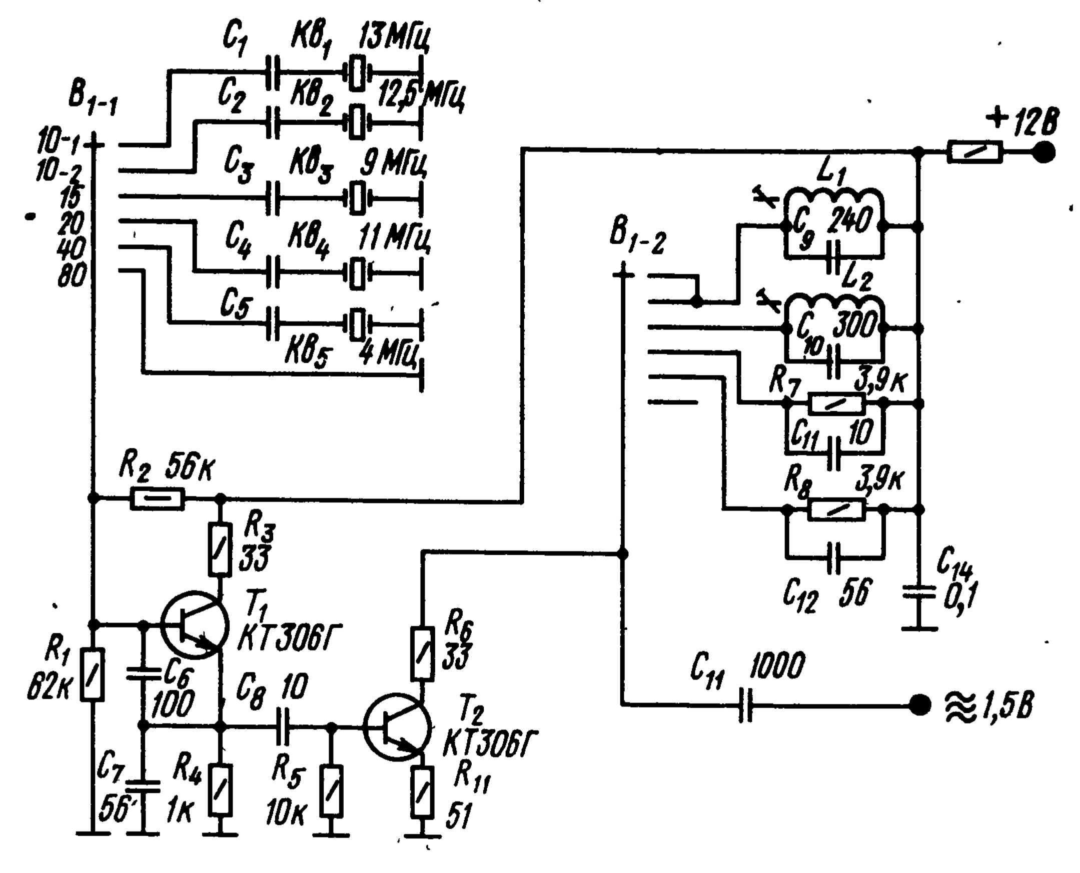


Рис. 7.8

вом и втором поддиапазонах 10 м и диапазоне 15 м работает как удвоитель частоты; в диапазонах 20 и 40 м этот каскад является усилителем; в диапазоне 80 м генератор и усилитель-удвоитель отключаются.

Точная подгонка частот генератора осуществляется подбором конденсаторов C_1 — C_5. Каждый из этих конденсаторов может иметь емкость 5 — 100 пФ, что позволяет изменять частоту на выходе генератора в пределах ±1 кГц.

Катушки L_1 и L_2 — одинаковые; каждая намотана на каркасе ∅ 9 мм виток к витку проводом ПЭШО 0,44, число витков 3; настройка катушек осуществляется сердечниками СЦР-1.

Умножители частоты

Для умножения частоты применяют транзисторный или ламповый каскад (рис. 7.9), работающий на нелинейном участке характеристики; нагрузкой каскада служит контур L_1C_1, настроенный на нужную гармонику.

Обычно используют удвоители и утроители частоты. Умножение частоты в большее число раз нецелесообразно вследствие малого КПД каскада. На вход транзисторного умножителя частоты должно быть подано переменное напряжение не менее 1 — 1,5 В. При эквивалентном сопротивлении контура L_1C_1 1 кОм выходное напряжение будет не менее 30 В. На вход лампового удвоителя частоты должно быть подано переменное напряжение не менее 15—20 В. При эквивалентном сопротивлении контура, настроенного на вторую гармонику, 5—8 кОм на выходе каскада будет напряжение 100 — 120 В. При работе каскада в режиме утроения на его вход должно быть подано напряжение не менее 25—30 В; при эквивалентном сопротивлении анодного контура, настроенного на третью гармонику частоты входного сигнала, 10—15 кОм получим выходное напряжение 70—100 В.

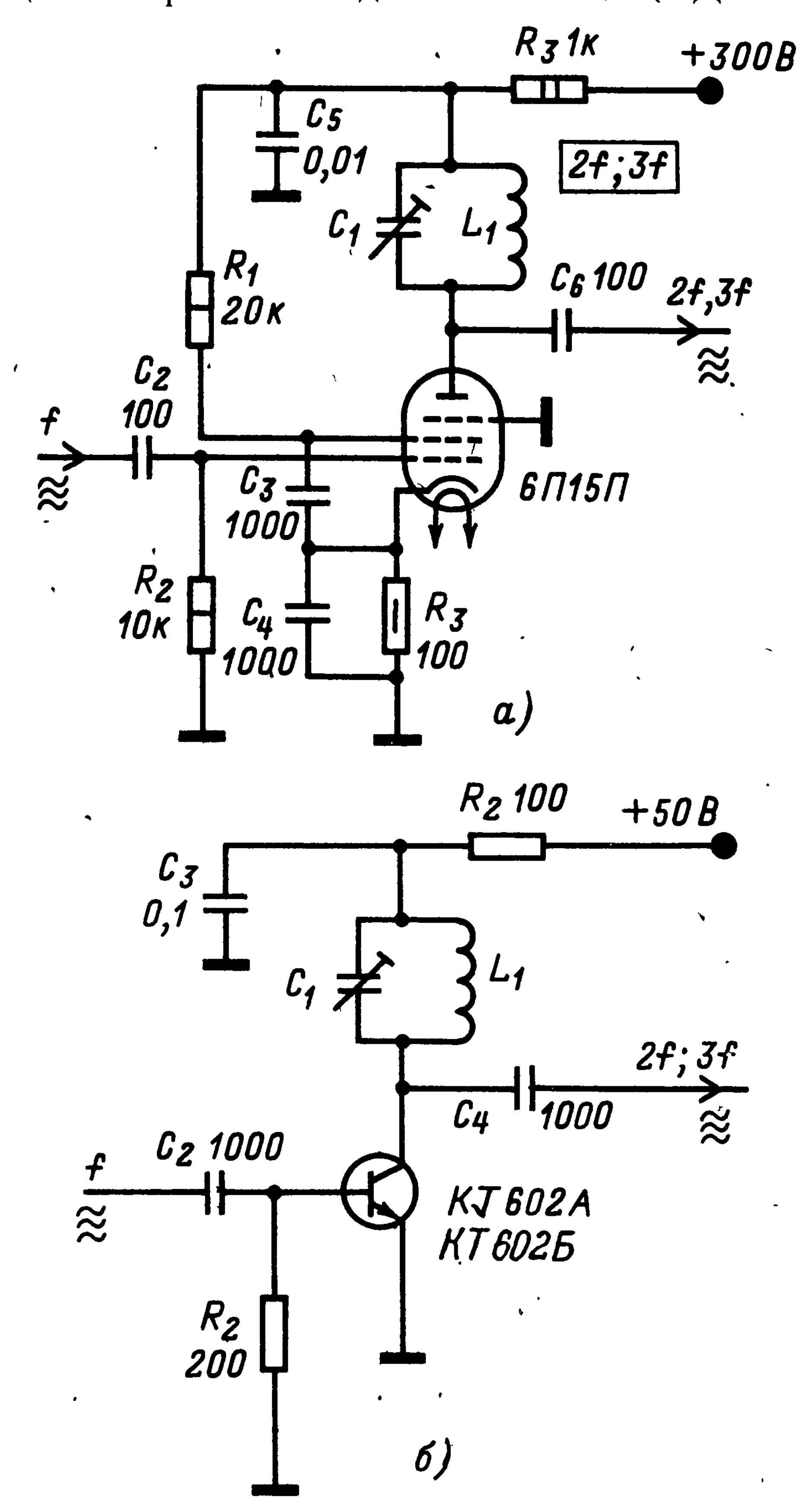


Рис. 7.9

Преобразователи частоты

Преобразователи частоты используют для получения рабочих частот в передатчиках, работающих на одной боковой полосе. Такой преобразователь должен обеспечить линейную зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного однополосного сигнала.

Преобразователь частоты состоит из смесителя частот генератора вспомогательной частоты и фильтра. Генераторы используют с кварцевой или параметрической стабилизацией частоты.

Смеситель частот на пентоде (рис. 7.10, *а*) обладает высокой линейностью амплитудной харак-

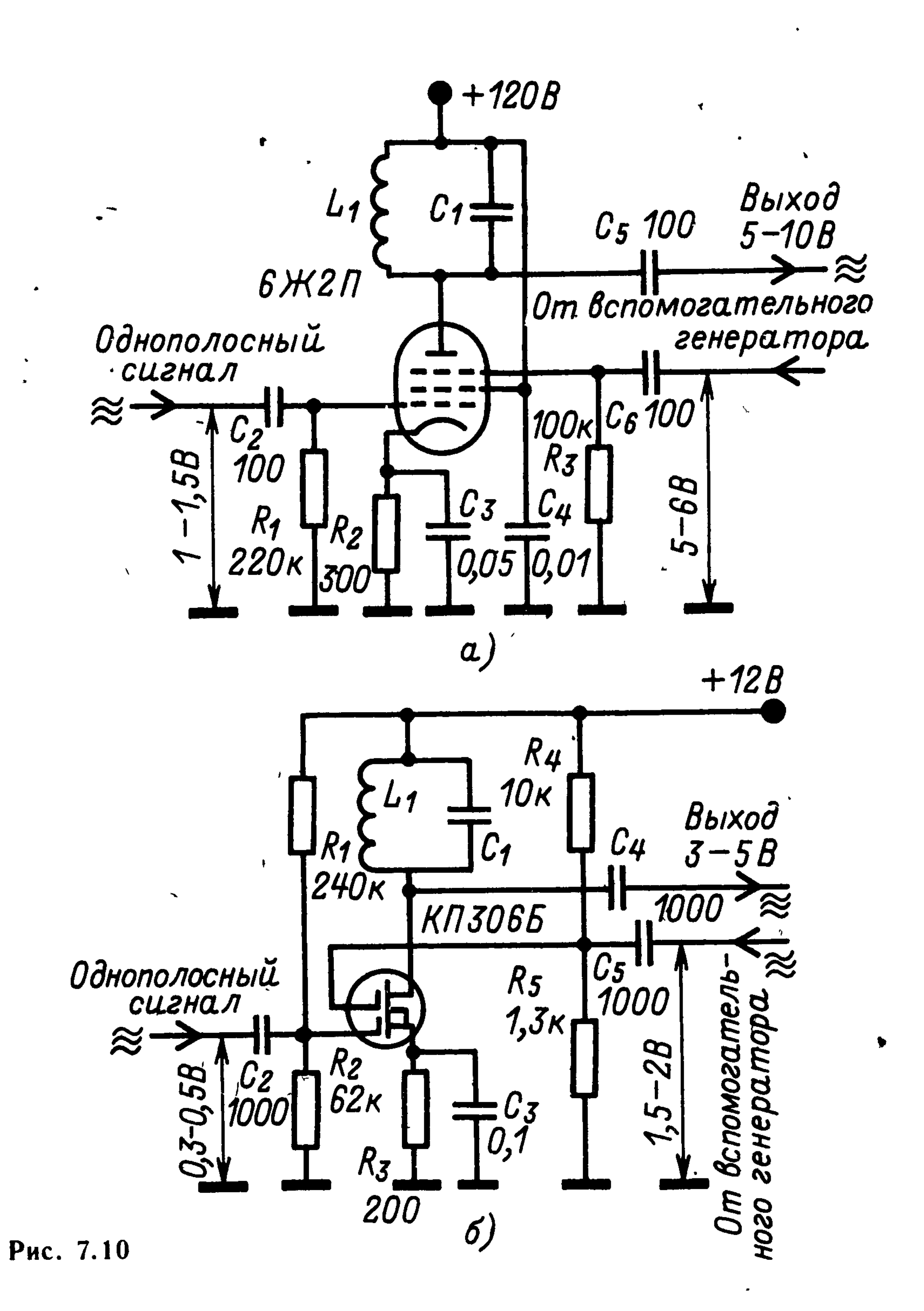


Рис. 7.10

теристики и большим входным сопротивлением. Подавление сигнала с частотой вспомогательного генератора и входного сигнала в преобразователе частоты обеспечивается фильтром, включенным на выходе смесителя.

Контур L_1C_1 в анодной цепи смесителя настраивается на выделяемую (разностную или суммарную) частоту; его эквивалентное сопротивление должно быть 5—10 кОм. При соотношении частот однополосного сигнала на входе смесителя частот и вспомогательного генератора 1 : 10 (например, частоты однополосного сигнала 0,5 МГц) частота вспомогательного генератора 4,75 МГц. Общее число контуров, настроенных на выделяемую частоту, должно быть не менее двух.

Не уступает по своим характеристикам смесителю на пентоде смеситель на полевом транзисторе с двумя затворами (рис. 7.10, *б*); благодаря большой крутизне характеристики полевого транзистора эквивалентное сопротивление контура L_1C_1 может быть снижено до 1 — 2 кОм.

Телеграфная манипуляция

Для передачи телеграфных сигналов необходимо осуществлять манипуляцию, т. е. управлять излучением передатчика с помощью телеграфного ключа.

Ширина полосы частот, необходимая при максимальных скоростях передачи текста азбукой Морзе, используемых радиолюбителями (150 — 200 зн/мин), измеряется десятками герц. Однако если излучаемые колебания при манипуляции резко нарастают и спадают (рис. 7.11, *а*), то занимаемая телеграфным передатчиком полоса частот может быть во много раз шире. Это нежелательно, т. к. в широкой полосе вблизи рабочей частоты передатчика принимаются «щелчки», т. е. передатчик даже небольшой мощности может создавать помехи радиоприему в широкой полосе частот. Только при плавном нарастании и спаде телеграфной посылки (рис. 7.11, *б*) передатчик занимает достаточно узкую полосу частот.

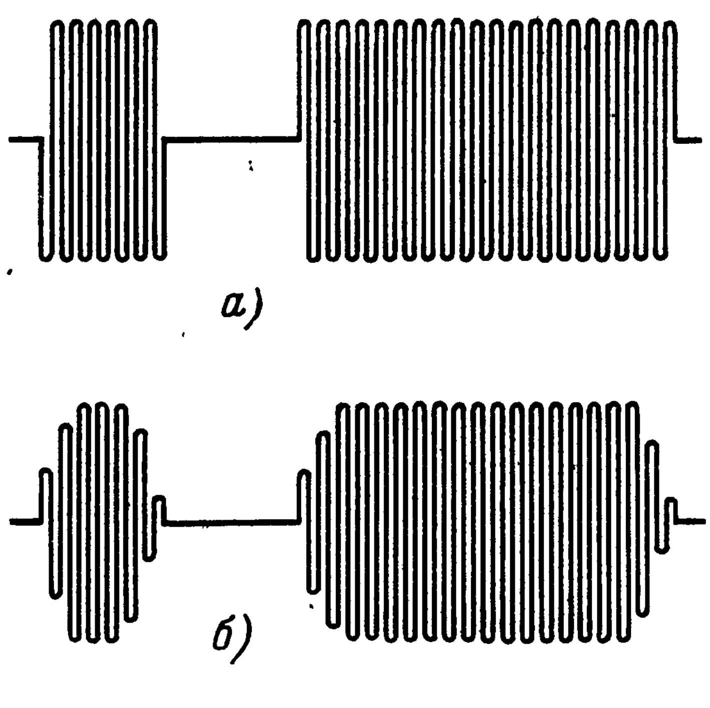


Рис. 7.11

Обязательным условием получения узкой полосы и хорошего тона при приеме является полное отсутствие ЧМ колебаний. Для этого манипуля-

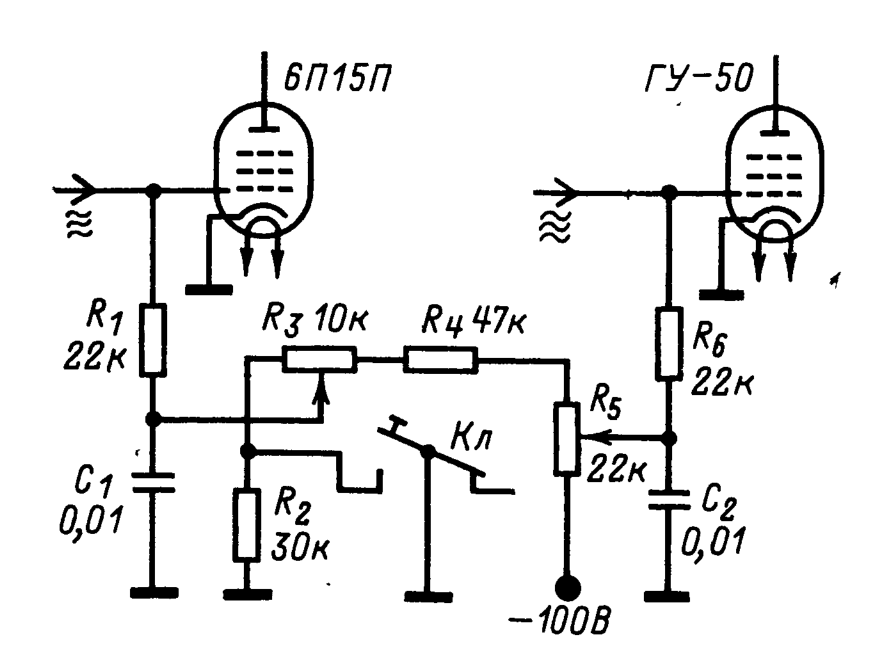


Рис. 7.12

цию целесообразно осуществлять в выходном или промежуточном каскаде передатчика. В передатчике по схеме на рис. 7.12 манипуляция осуществляется в выходном и предоконечном каскадах. При нажатом ключе на управляющих сетках ламп этих каскадов устанавливаются рабочие значения напряжений смещения. При отжатом ключе обе лампы закрыты и передатчик не излучает. Нарастание и спад напряжений смещения на управляющих сетках ламп происходят плавно благодаря наличию в цепях смещения конденсаторов C_1 и C_2.

На рис. 7.13 приведена схема манипуляции, которую можно использовать для телеграфной

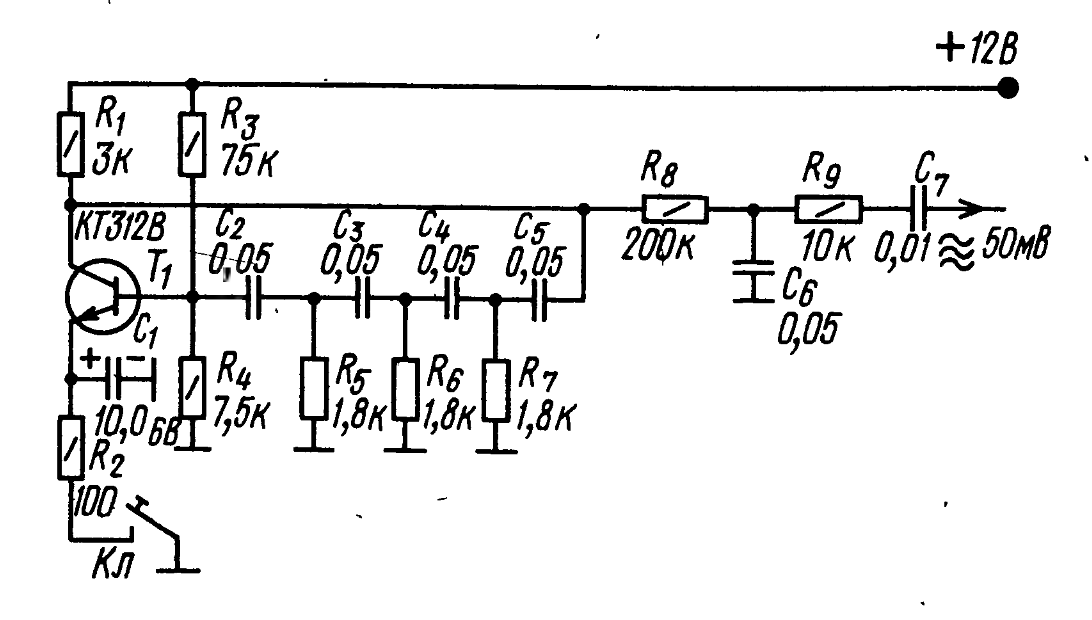


Рис. 7.13

работы однополосного передатчика. Звуковой генератор на транзисторе при нажатом ключе генерирует синусоидальное напряжение частоты 1 кГц, которое через интегрирующую цепь R_8C_6, подавляющую гармоники, подается на микрофонный усилитель передатчика. При нажатии на ключ излучается посылка, сдвинутая на 1 кГц от несущей частоты передатчика. Плавное нарастание и спад телеграфной посылки обеспечиваются цепью C_1R_2. При нажатии на ключ колебания плавно нарастают вследствие постепенного разряда конденсатора C_1 через резистор, а при отжатии ключа колебания плавно спадают из-за постепенного заряда конденсатора C_1 через транзистор.

Следует учитывать, что схему на рис. 7.13 можно использовать только при применении в тракте

формирования однополосного сигнала фильтра с полосой 0,3 — 1 кГц. При этом частота опорного генератора должна отстоять от ската АЧХ фильтра на 0,5 — 1 кГц, так что подавление несущей частоты и гармоник ЗГ составит не менее 60 дБ. Использование рассмотренного устройства с широкополосным (3 кГц) фильтром приведет к излучению на побочных частотах.

При желании прослушивать рабочую частоту в паузах между телеграфными посылками целесообразно строить передатчик по структурной схеме на рис. 7.3, *а* или *б*, осуществляя манипуляцию в одном из смесителей частот.

Амплитудная модуляция

Амплитудная модуляция, как правило, осуществляется на выходном каскаде передатчика. Цепь модуляции на управляющую сетку лампы этого каскада (рис. 7.14, *а*) работает от динамического микрофона с напряжением 10 мВ (например, МД-64). Для модуляции на защитную сетку лампы (рис. 7.14, *б*) необходим усилитель звуковой частоты, дающий на выходе сигнал с амплитудой до 200 — 240 В.

При сеточной модуляции (рис. 7.14) выходная мощность составляет 25 — 30% телеграфной мощности.

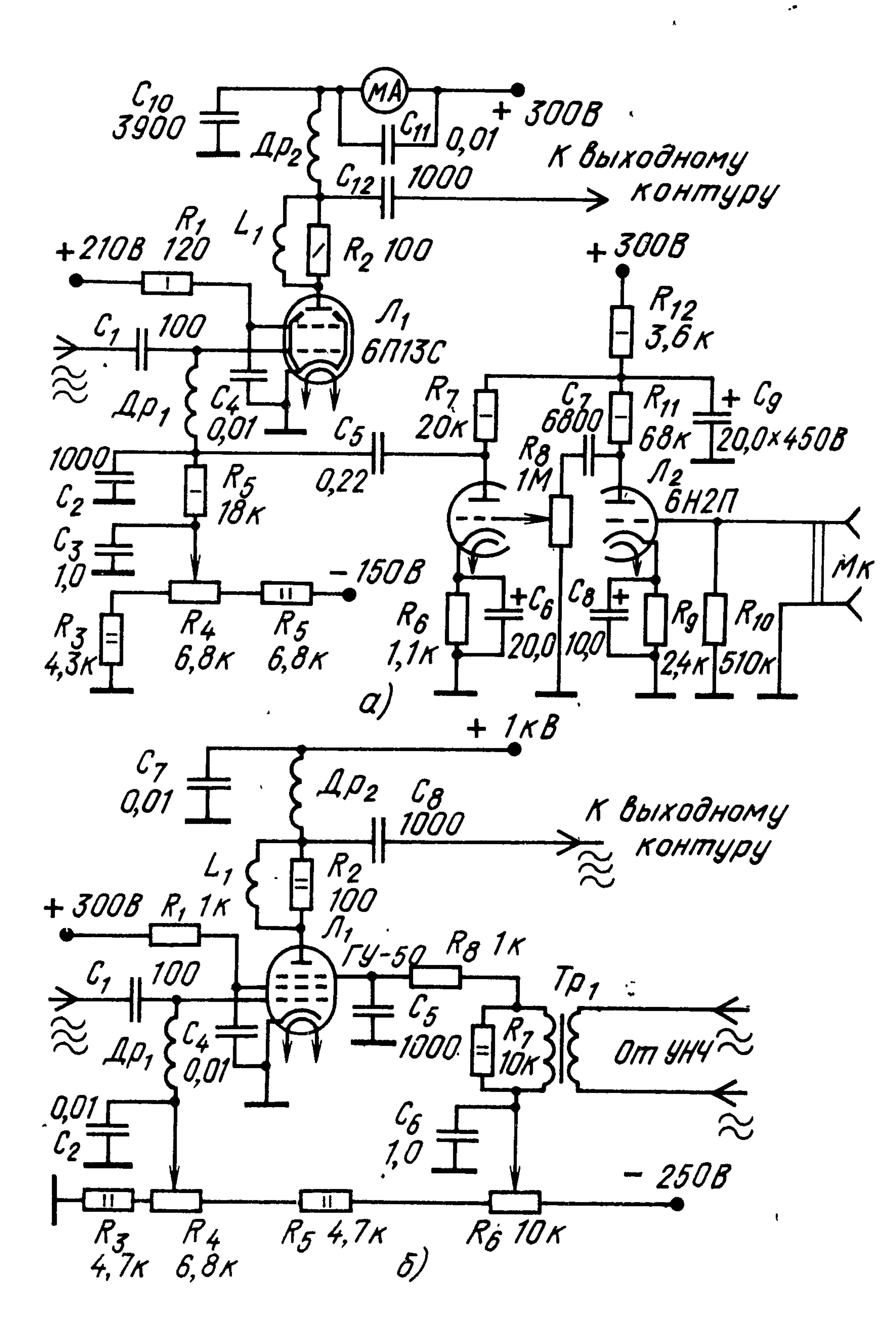


Рис. 7.14

На рис. 7.15 приведена схема транзисторного выходного каскада передатчика, в котором модуляция осуществляется по коллекторной цепи.

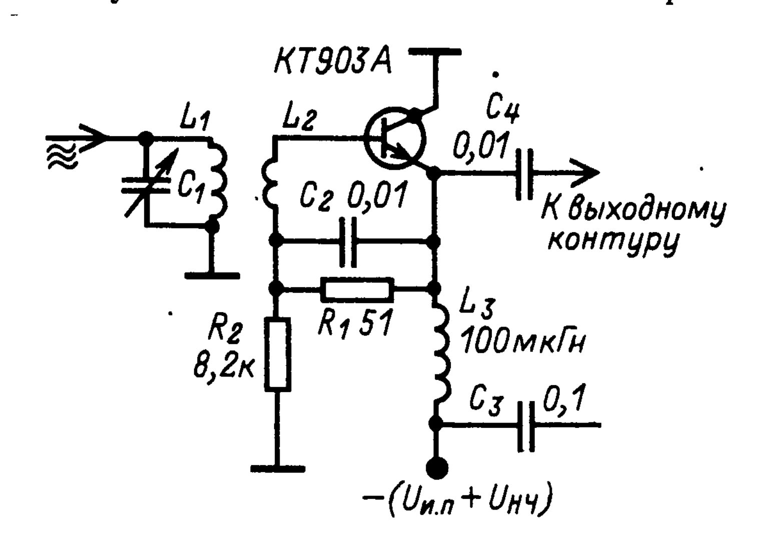


Рис. 7.15

При этом выходная мощность в телефонном режиме составляет от 50 до 100 % мощности в телеграфном режиме. Для питания такого каскада для получения 100-процентной модуляции необходимо подать напряжение 20 В, сложенное с напряжением ЗЧ амплитудой 20 В. Ток потребления от этого источника напряжения — до 0,5 А.

Однополосная модуляция

При формировании однополосного сигнала из спектра АМ сигнала, состоящего из двух боковых (верхней и нижней) боковых полос и несущей частоты (рис. 7.16, *а*), выделяют только одну боковую полосу. На рис. 7.16, *б* приведен спектр телефонного сигнала с верхней боковой полосой.

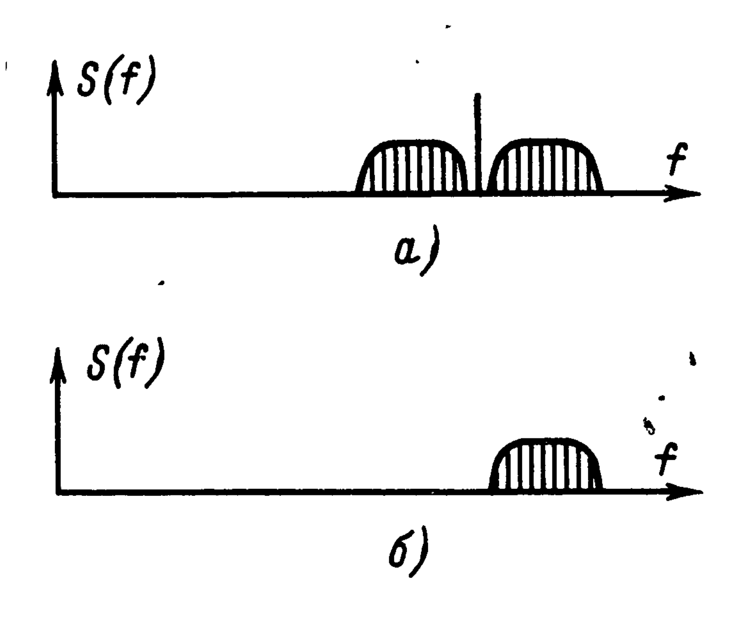


Рис. 7.16

Несущая частота при формировании однополосного сигнала подавляется в балансном модуляторе, а неиспользуемая боковая полоса задерживается фильтром с крутыми спадами частотной характеристики, пропускающим нужную боковую полосу. Этот же фильтр обычно дополнительно подавляет и остатки несущей частоты, имеющиеся на выходе балансного модулятора. На рис. 7.17 приведены две схемы устройств формирования однополосного сигнала, в которых применены диодные балансные модуляторы и электромеханические фильтры на частоте 500 кГц.

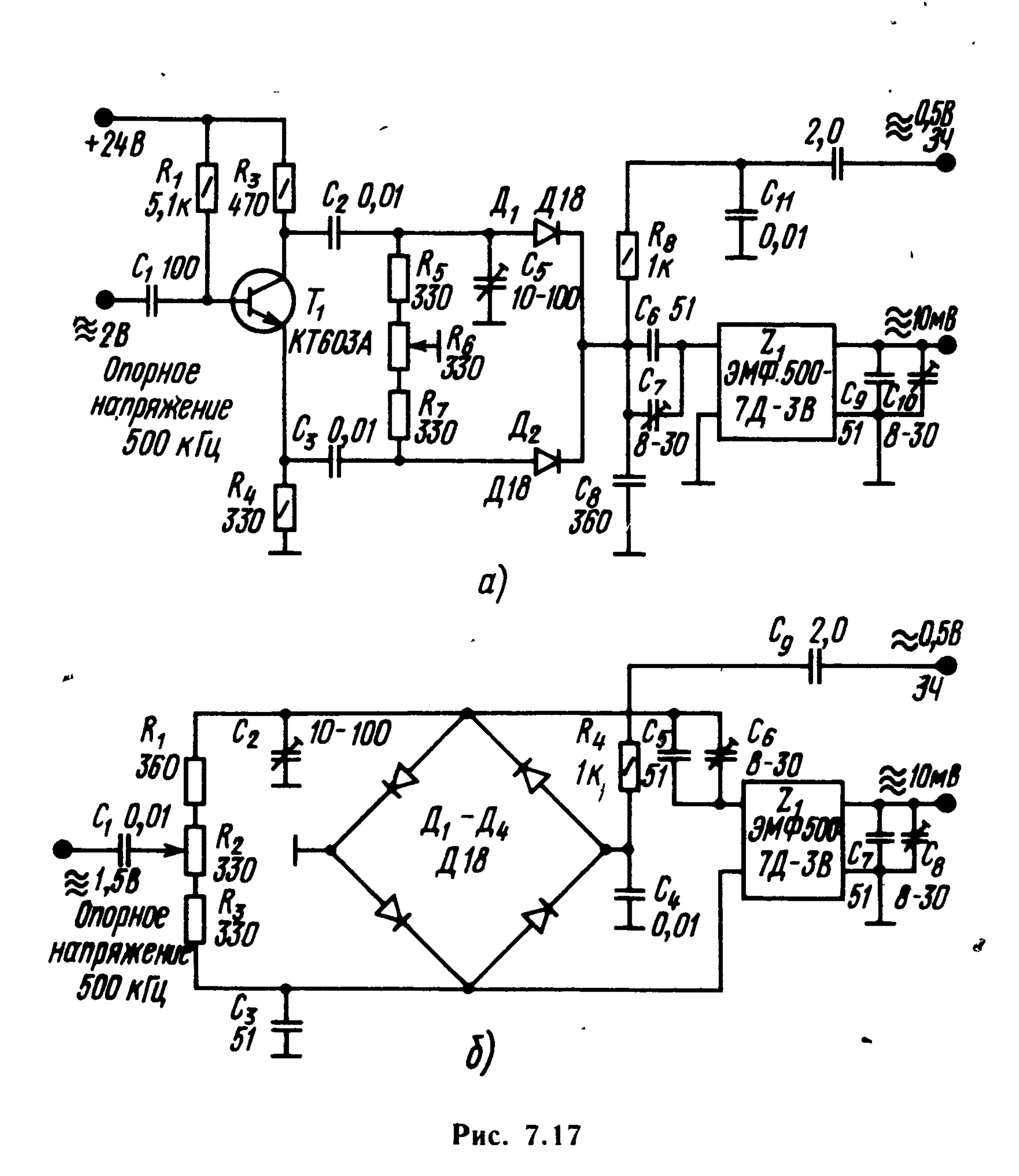


Рис. 7.17

В устройстве по схеме на рис. 7.17, *а* использован балансный модулятор на двух диодах. При этом необходимо подать на модулятор два сдвинутых по фазе на 180° напряжения опорной частоты, которые снимаются с фазоинвертора, собранного на транзисторе T_1. В устройстве по схеме на рис. 7.17, *б* применен кольцевой балансный модулятор на четырех диодах. Здесь используется только одно напряжение опорной частоты.

Устройства по схемам на рис. 7.17 формируют однополосный сигнал с выделением верхней боковой частоты. Для выделения нижней боковой необходимо подать на эти устройства опорное напряжение с частотой 503,5 кГц или, сохранив опорную частоту равной 500 кГц, применить электромеханические фильтры типа ЭМФ-500-7Д-3Н.

При тщательной балансировке (потенциометром и подстроечным конденсатором) приведенные устройства обеспечивают подавление несущей частоты на выходе не менее чем на 50 — 60 дБ и подавление второй боковой на 40 — 50 дБ.

Усилители мощности

На рис. 7.18 приведена схема транзисторного усилителя мощности для работы в диапазоне 160 м. Мощность, подводимая к этому усилителю, 10 Вт, выходная мощность — около 5 Вт. Катушки L_1 и L_2 находятся в сердечнике СБ-12А. Они намотаны проводом ПЭШО 0,31 и содержат: L_1 25 витков, L_2 4 витка. Дроссель L_3 намотан на каркасе ∅ 9 мм проводом ПЭВ-2 0,15 мм и содержит 60 витков, уложенных плотно в один ряд. Входное сопротивление усилителя — около 1 кОм, оптимальное сопротивление нагрузки 75 Ом. Корпус транзистора T_1 (вывод коллектора) привинчивается к шасси; при этом уменьшение сопро-

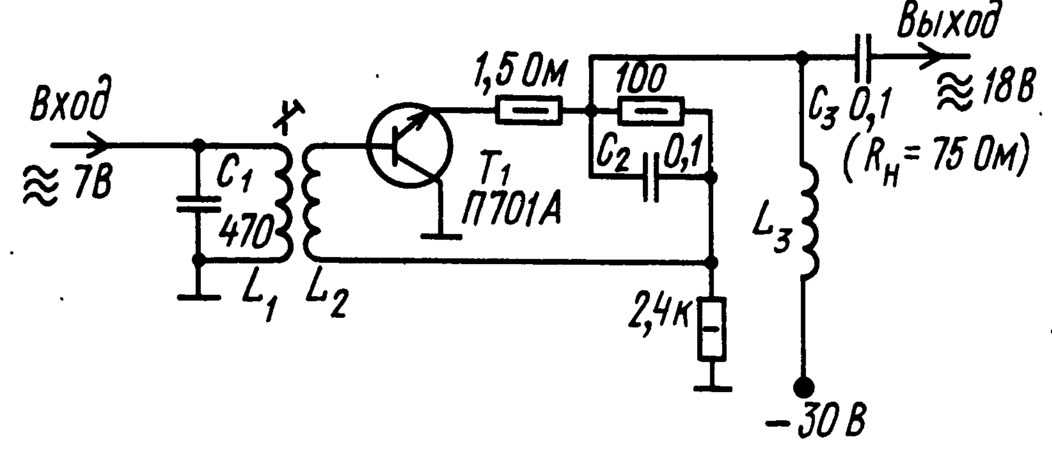


Рис. 7.18

тивления нагрузки, приводящее к увеличению рассеиваемой на транзисторе мощности, не приводит к выводу транзистора из строя. Работа усилителя на нагрузку сопротивлением более чем 100 Ом недопустима, т. к. может привести к пробою транзистора.

На рис. 7.19 приведена схема лампового усилителя мощности с согласующим контуром на выходе. Рекомендуемые режимы работы ламп, которые целесообразно использовать в усилителе, приведены в табл. 7.1.

Лампы 6П20С и 6П45С имеют большую (около 1 пФ) проходную емкость, и при их использовании необходимо предусмотреть нейтрализацию этой емкости. Удобная схема нейтрализации приведена на рис. 7.20. Рекомендуемые значения $C_ф = 300 \div 1000$ пФ. При этом нейтрализация для указанных ламп достигается при значении $C_н = 10 \div 30$ пФ; в качестве этого конденсатора обычно

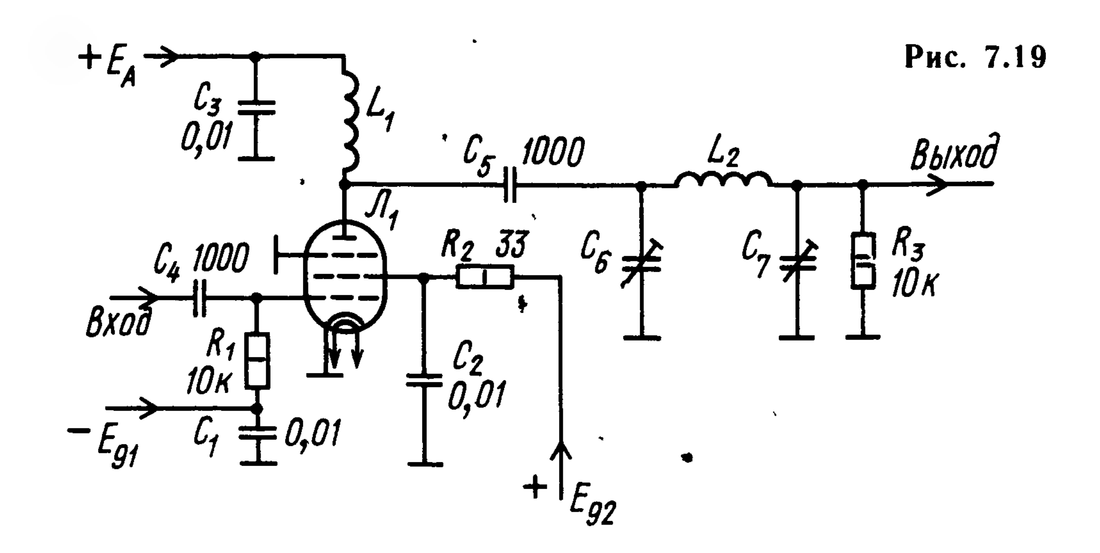


Рис. 7.19

Таблица 7.1. **Режимы работы ламп в каскадах без сеточных токов (рис. 7.19)**

Тип	Напряжение питания			Ток анода, мА		Оптимальное сопротивление нагрузки, Ом	Выходная мощность, Вт
	анода, В	второй сетки, В	первой сетки, В	без возбуждения	с возбуждением		
6Ж11П	150	150	−2	15	30	2000	2
6П15П	300	150	−2,5	30	30	4000	4
ГУ-19	600	250	−30	50	120	2500	45
6П20С	500	200	−45	30	250	1000	70
ГУ-50	1000	300	−50	30	120	5000	75
ГУ-72	1200	250	−40	50	200	3000	150
6П45С	400	175	−60	100	400	500	150
ТУ-70Б	2000	400	−20	175	300	3000	300
ГУ-74Б	2000	300	−35	300	500	2000	500

используется подстроечный конденсатор с воздушным диэлектриком на 5 — 50 пФ.

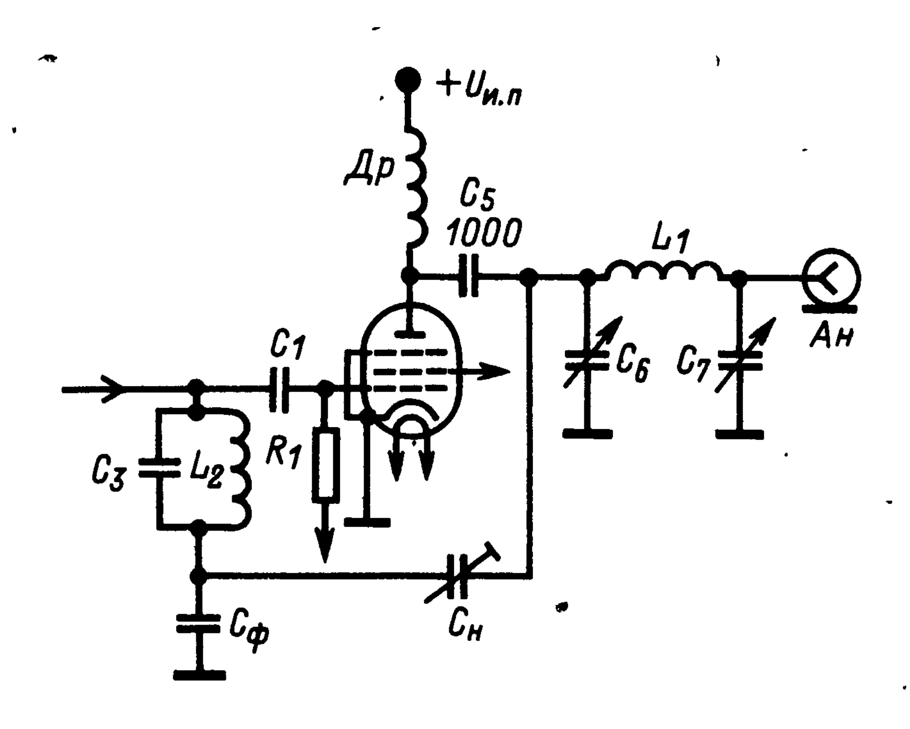


Рис. 7.20

Лампы ГУ-70Б и ГУ-74 требуют воздушного принудительного охлаждения, причем обязательно должен обдуваться не только анод, но и цоколь лампы. Приведенные в табл. 7.1 режимы предусматривают работу без сеточных токов, так что мощность возбуждения затрачивается только на потери в резисторе R_1. При наличии мощного источника возбуждения целесообразно использовать усилитель мощности с заземленной сеткой. Такой усилитель более устойчив, чем усилитель с заземленным катодом, и может давать неискаженное усиление сигнала передатчика при начальном токе анода (при отстутствии возбуждения), составляющем только 5—10 % этого тока при наличии возбуждения. Схемы каскадов с заземленной сеткой приведены на рис. 7.21. На рис. 7.21, *а* приведена схема усилителя на лампе с катодом с изолированным от него подогревателем,

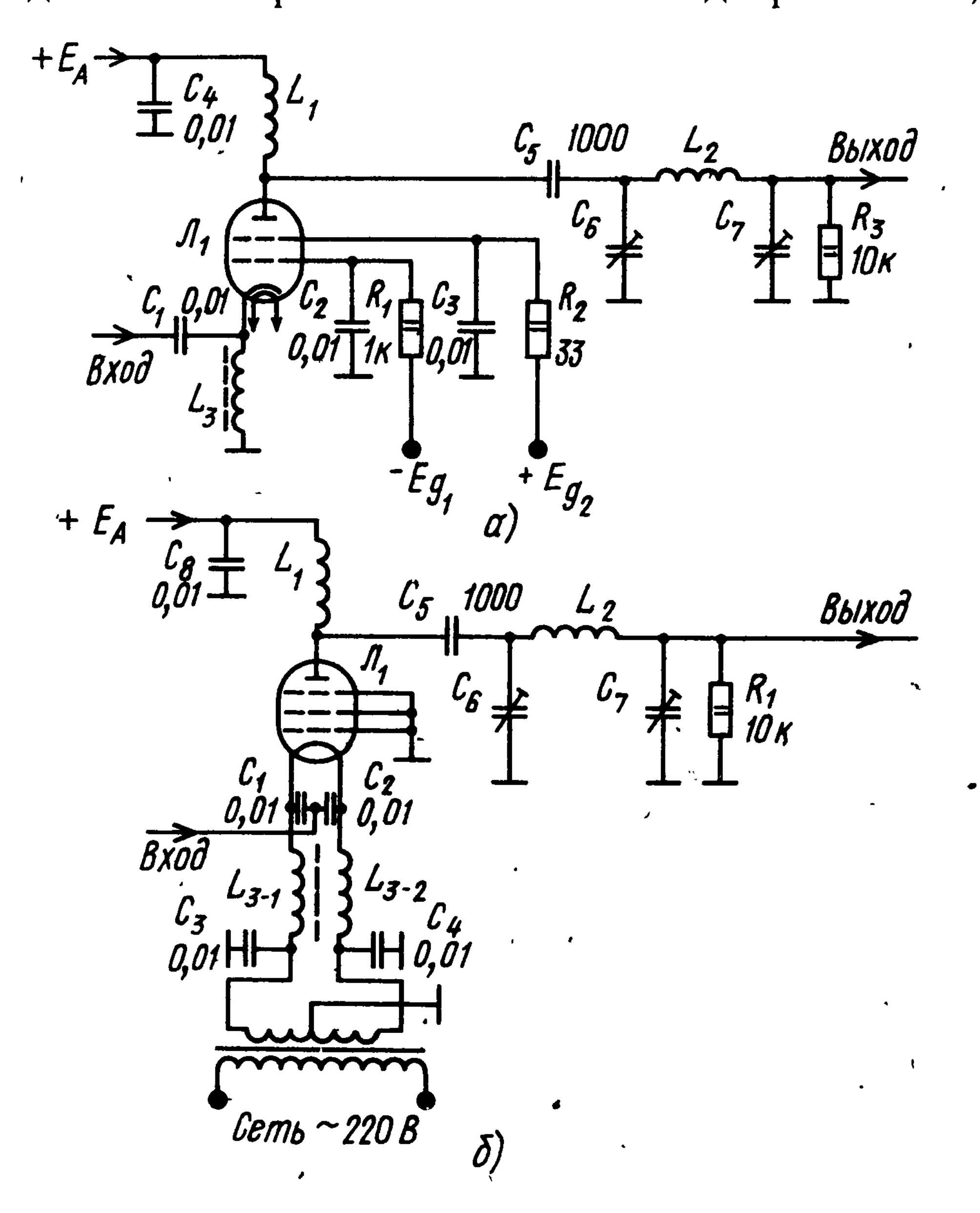


Рис. 7.21

а на рис. 7.21, *б* — на лампе с прямым накалом катода.

Режимы работы ламп, которые целесообразно использовать в каскадах с заземленной сеткой, приведены в табл. 7.2.

Таблица 7.2. **Режимы работы ламп в каскадах с заземленной сеткой**

Тип	Напряжение питания: анода, В	Напряжение питания: сетки 2, В	Напряжение питания: сетки 1, В	Ток анода при возбуждении, мА	Мощность возбуждения, Вт	Оптимальное сопротивление нагрузки, Ом	Выходная мощность, Вт
6П15П	300	150	—5	40	0,2	3000	6
ГУ-64	1200	0	0	150	10	5000	100
ГУ-72	1200	250	—50	200	7,5	4000	160
6П45С	600	175	—70	400	25	500	180
Г-811	1500	—	0	160	15	5000	180
ГУ-70Б	2000	400	—30	300	7,5	3000	300
ГК-71	2000	0	0	250	50	5000	320
ГУ-13	2500	0	0	200	30	8000	340
ГУ-74	2000	300	—40	500	15	2000	500

В качестве дросселя L_1 для ламповых усилителей мощности можно рекомендовать две конструкции. Первая конструкция — дроссель для каскадов с оптимальным сопротивлением нагрузки до 2000 Ом. Его наматывают на керамическом или стеклотекстолитовом каркасе ∅ 8 мм проводом ПЭВ-2 0,24 мм; он содержит 200 витков, уложенных в один ряд виток к витку. Для каскадов с большим сопротивлением нагрузки рекомендуется более сложный дроссель — вторая конструкция. Каркас этого дросселя состоит из отрезков диаметром 12 и 28 мм. Первая секция имеет ∅ 12, вторая 28, третья 12, четвертая 28, пятая 12 и шестая 28 мм. Длина первой секции 75, второй 12, третьей 10, четвертой 12, пятой 10 и шестой 12 мм. Намотка проводится проводом ПЭВ-0,31. Первая секция содержит 160 витков, вторая 5, третья 20, четвертая 15, пятая 20 и шестая 21 виток. С анодом лампы соединяется начало первой секции.

Дроссель в катоде лампы (см. рис. 7.21, *а*) такой же, как и первый из описанных дросселей анодной цепи. Дроссель в цепи накала лампы (см. рис. 7.21, *б*) рекомендуется намотать на ферритовом сердечнике от антенны СВ и ДВ радиовещательного приемника (можно использовать стержень как прямоугольного, так и круглого сечений). Стержень обматывают 3—4 слоями лакоткани. После этого проводят намотку параллельно уложенными двумя проводами ПЭВ-2 1,45—1,6 мм на всю длину стержня. С учетом падения напряжения на дросселе обмотка питания накала лампы должна давать напряжение на 1 В больше номинального значения напряжения питания накала.

Подавление самовозбуждения в усилителе мощности. Усилитель мощности может возбуждаться на рабочей частоте, на ДВ и на УКВ.

Причиной самовозбуждения на рабочей частоте является паразитная связь между входной цепью и выходным контуром. Наиболее часто причина

такой связи — протяженность участка шасси, по которому протекает контурный ток выходного контура. Ответвляясь в другие участки шасси, контурный ток может вызвать достаточное для самовозбуждения напряжение, действующее на входе усилителя.

Причиной самовозбуждения усилителей на ДВ является случайное совпадение резонансных частот контуров, образованных дросселями и разделительными конденсаторами в выходной и входной цепях. Изменение емкости одного из этих двух конденсаторов устраняет самовозбуждение.

Причиной самовозбуждения на УКВ являются контуры, образуемые индуктивностями соединительных проводов и паразитными емкостями лампы. Для предотвращения самовозбуждения на УКВ в каскад вводят резисторы R, шунтированные катушками L (рис. 7.22). Резисторы вносят

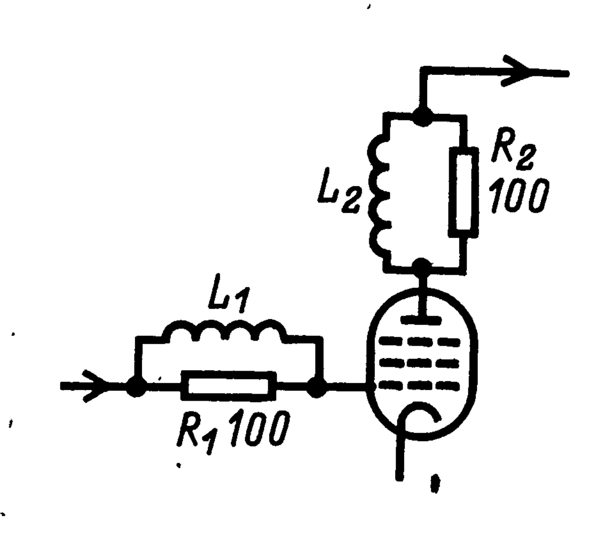


Рис. 7.22

в паразитные контуры настолько большие затухания, что самовозбуждение каскада становится невозможным. Катушки «отключают» резисторы на рабочих частотах. Катушки L_1 и L_2 выполняют в виде двух — четырех витков провода ∅ 1 мм, намотанных на резисторы типа МЛТ-2. В большинстве случаев оказывается достаточным включить резистор с катушкой только в одну (анодную или сеточную) цепь. В каскаде с малой мощностью достаточно включить антипаразитный резистор сопротивлением 10 — 30 Ом в цепь сетки, не шунтируя его катушкой.

Выходной контур. Эквивалентное сопротивление выходного контура, нагруженного антенной, должно быть равно оптимальному сопротивлению нагрузки используемой лампы. При этом необходимо обеспечить высокий КПД выходного контура при сохранении его резонансных свойств. Компромиссным решением является использование нагруженного контура с эквивалентной добротностью около 10. Емкость C_6, обеспечивающая такую добротность, приведена в табл. 7.3; она складывается из емкостей выходной лампы, монтажа и конденсатора настройки (см. рис. 7.21).

Для согласования усилителя с антенной, питаемой коаксиальным кабелем, максимальная емкость C_7 должна быть в 5—10 раз больше емкости C_6, указанной в таблице. Если резонансное значение C_6 будет больше указанного в табл. 7.3, добротность нагруженного контура будет больше 10 и его КПД понизится. Если реальная емкость больше требуемой в 3—5 раз, то КПД выходного контура не превысит 50 %.

Таблица 7.3. **Емкость C_6 [пФ] при настройке контура при оптимальном сопротивлении нагрузки**

Диапазон, м	Оптимальное сопротивление нагрузки лампы выходного каскада, Ом							
	500	1000	1500	2000	3000	4000	5000	6000
160	1500	750	500	370	250	180	150	130
80	800	400	270	200	150	100	80	70
40	400	200	130	100	70	50	40	35
20	200	100	70	50	35	25	20	18
15	130	65	45	35	25	18	13	10
10	100	50	35	25	18	12	10	8

При значениях C_6, меньших указанных в таблице, добротность нагруженного контура снижается и контур перестает согласовываться: при полностью выведенном конденсаторе C_7 связь с антенной остается недостаточной. На рис. 7.23 показан выходной контур, обеспечивающий согласование с антенной усилителя мощности, в котором используется лампа ГУ-19, включенная по схеме с заземленным катодом и работающая в диапазонах 80, 40, 20, 15 и 10 м.

Конденсаторы C_2 — C_3 и C_5 — C_6 — сдвоенные блоки переменных конденсаторов от вещательных приемников с зазором между пластинами не менее 0,4 мм. Корпус C_2 — C_3 изолирован от шасси, так что при соединении с шасси статора одного конденсатора, а с C_1 статора другого образуется переменная емкость, изменяющаяся от 7,5 до 250 пФ.

Катушка L_1 намотана на керамическом каркасе ∅ 20 мм проводом ПЭВ-2 1,2 мм, число вит-

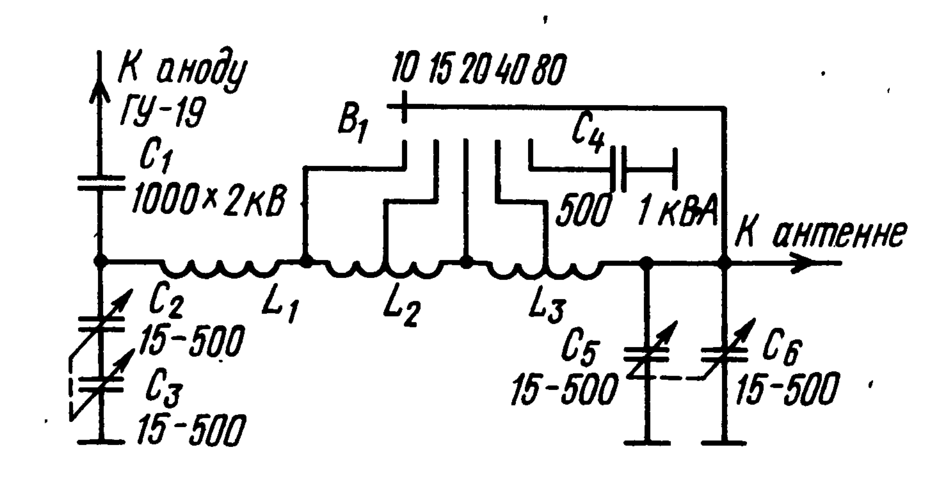


Рис. 7.23

ков 8, длина намотки 14 мм. Катушка L_2 намотана на керамическом каркасе ∅ 20 мм проводом ПЭВ-2 0,9 мм, число витков 14, отвод от середины. Длина намотки 14 мм. Катушка L_3 намотана на пластмассовом каркасе ∅ 25 мм проводом ПЭВ-2 0,72 мм, число витков 26, отвод от середины. Длина намотки 26 мм.

7.3. ПРИЕМНИКИ ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

Параметры приемников

Сигналы дальних любительских радиостанций обычно очень слабы, а принимать их часто приходится в условиях, когда близко по частоте работает местная любительская станция, а в соседнем вещательном диапазоне работают сотни радиопередатчиков, мощности которых в тысячи раз превышают мощности любительских передатчиков. Поэтому радиоприемники для любительской связи должны иметь значительно лучшие чувствительность и селективность по сравнению с приемниками для приема радиовещательных программ.

Практически приемники сигналов любительских КВ радиостанций должны иметь чувствительность 0,5 — 5 мкВ, а УКВ 0,1 — 1 мкВ. Полоса пропускания для приема однополосных сигналов 0,3 — 1 кГц. Селективность по соседнему каналу и каналам побочного приема должна составлять 60 — 80 дБ.

Повышенные требования по сравнению с РВ приемниками предъявляются к приемникам для любительской связи и в отношении стабильности частоты настройки. Для приема однополосной телефонии необходима абсолютная стабильность частоты приема, характеризуемая уходом частоты не более чем на 50 — 100 Гц за время проведения связи. Аналогичные требования предъявляются к стабильности частоты приемника телеграфных сигналов.

Особое значение для приемника имеет его динамический диапазон — отношение минимального напряжения сигнала, который может быть принят, к напряжению сигнала помехи, близкой по частоте к принимаемому сигналу, но лежащей за полосой пропускания приемника, при котором не ухудшается прием слабого сигнала. Динамический диапазон приемника для любительской радиосвязи должен быть не менее 80 — 100 дБ.

Структурные схемы любительских приемников

На рис. 7.24 приведена структурная схема приемника с одним преобразованием частоты. Приемник по такой схеме может быть построен для работы в одном из нижних (по частоте) КВ диапазонов. Для диапазона 160 м и в качестве ФОС может быть использован ЭМФ на частоту 500 кГц. На рис. 7.25 приведена структурная схема КВ приемника для любительской связи с двумя преобразованиями частоты. При значении первой ПЧ этого приемника 5,5 МГц в качестве перестраиваемого ЗГ может быть использован генератор по схеме на рис. 7.6. Генераторы, работающие на второй смеситель частот и детектор, целесообразно выполнить со стабилизацией частоты кварцем (соответственно по схемам на рис. 7.7, 7.8).

По структурной схеме на рис. 7.26 можно выполнить приемник для работы в диапазонах 2 м и 70 см. Для получения требуемой стабильности частоты генератор *Г* выполняется с кварцевой стабилизацией и его частота умножается до значения 116 МГц для работы в диапазоне 2 м или 402 МГц для работы на диапазоне 70 см. Смеситель частот преобразует УКВ сигнал в сигнал, лежащий в любительском диапазоне 10 м, прием которого осуществляется приемником по структурной схеме на рис. 7.25.

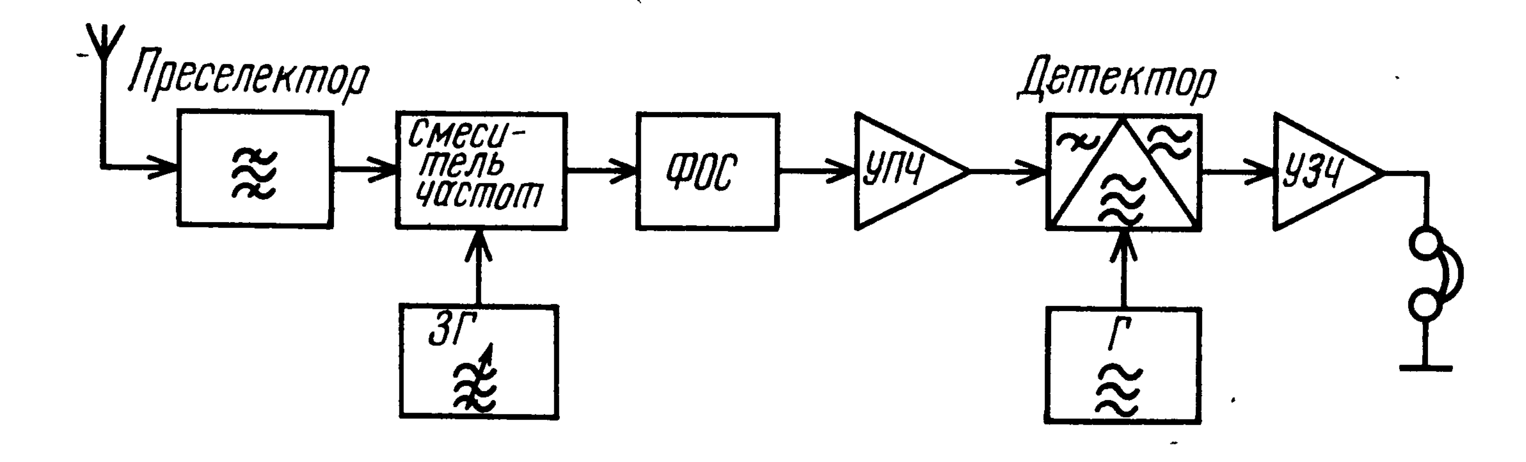


Рис. 7.24

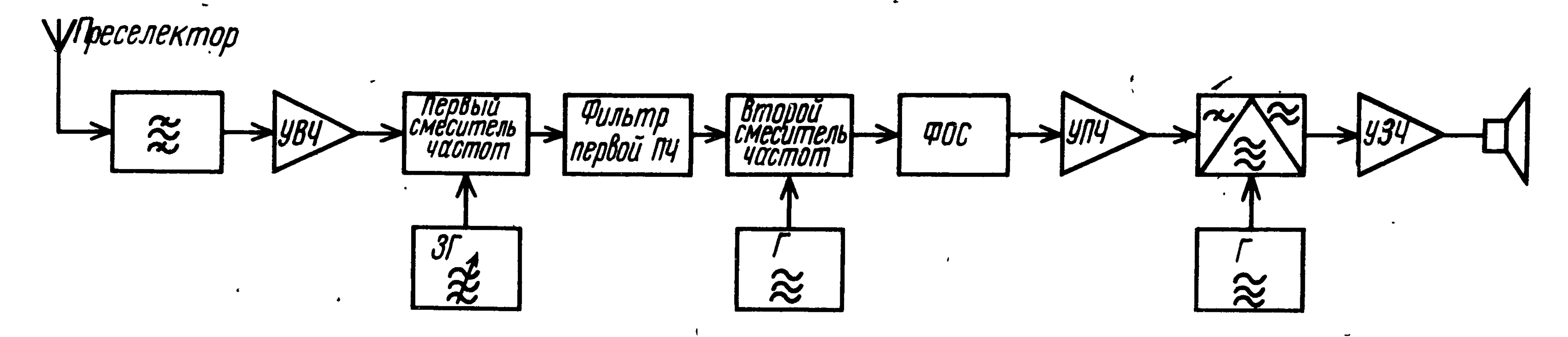


Рис. 7.25

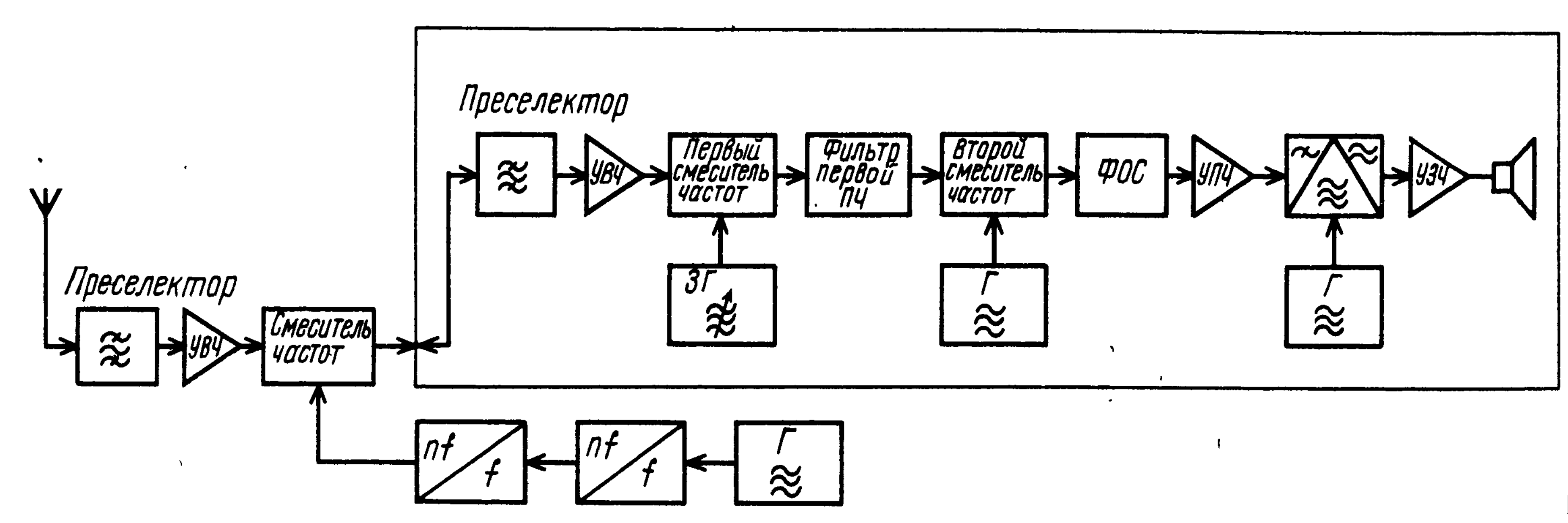


Рис. 7.26

Преселекторы

Преселектор приемника для любительской связи должен обеспечивать согласование входа приемника с антенной и не пропускать на вход усилителя радиочастоты или первого смесителя частот мощные сигналы помехи, находящиеся на некотором удалении по частоте от принимаемого сигнала. На рис. 7.27 приведена схема преселектора, предназначенного для работы в диапазоне

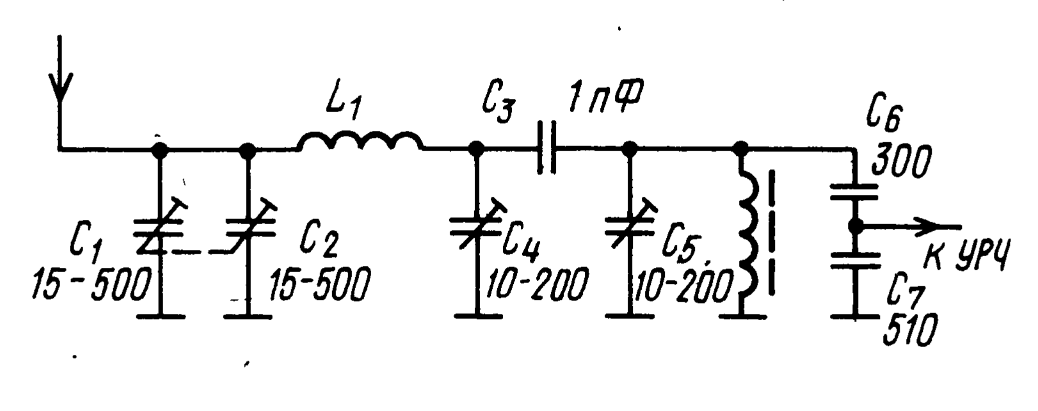


Рис. 7.27

80 м, где любительские радиостанции работают в узком участке (150 кГц, из них 50 кГц для работы телефоном).

Конденсаторы C_1, C_2 служат для подбора связи с антенной; C_4 настраивает входной контур на середину диапазона. Высокодобротный второй контур настраивают конденсатором C_5 точно на частоту принимаемого сигнала.

Катушка L_1 намотана на каркасе ∅ 20 мм виток к витку проводом ПЭВ-2 0,72 и содержит 30 витков; L_2 намотана на тороидальном ферритовом магнитопроводе из материала М3ОВ42. Наружный диаметр магнитопровода 32 мм, внутренний — 16 мм, высота 8 мм. Обмотка выполнена проводом ПЭВ-2 1,5 мм по одному слою лакоткани. Витки обмотки равномерно распределены по сердечнику, их общее число 12.

Усилители радиочастоты

Усилитель радиочастоты приемника для любительской связи должен обладать малым уровнем собственных шумов и большим динамическим диапазоном. Сочетанием этих характеристик обладают усилители на полевых транзисторах.

На рис. 7.28 приведена схема усилителя на двухзатворном полевом транзисторе. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ защищают транзистор T_1 от пробоя мощными сигналами, поступающими на вход усилителя с антенны. Для обеспечения высокой линейности усилителя оба диода закрыты напряжениями 3 В. При уменьшении постоянного напряжения на втором затворе T_1 от +5 В до 0 усиление каскада снижается на 40—60 дБ. Эквивалентное сопротивление контуров L_1C_2 и L_2C_8 должно быть 1 — 5 кОм. Усилитель по схеме на рис. 7.28 может

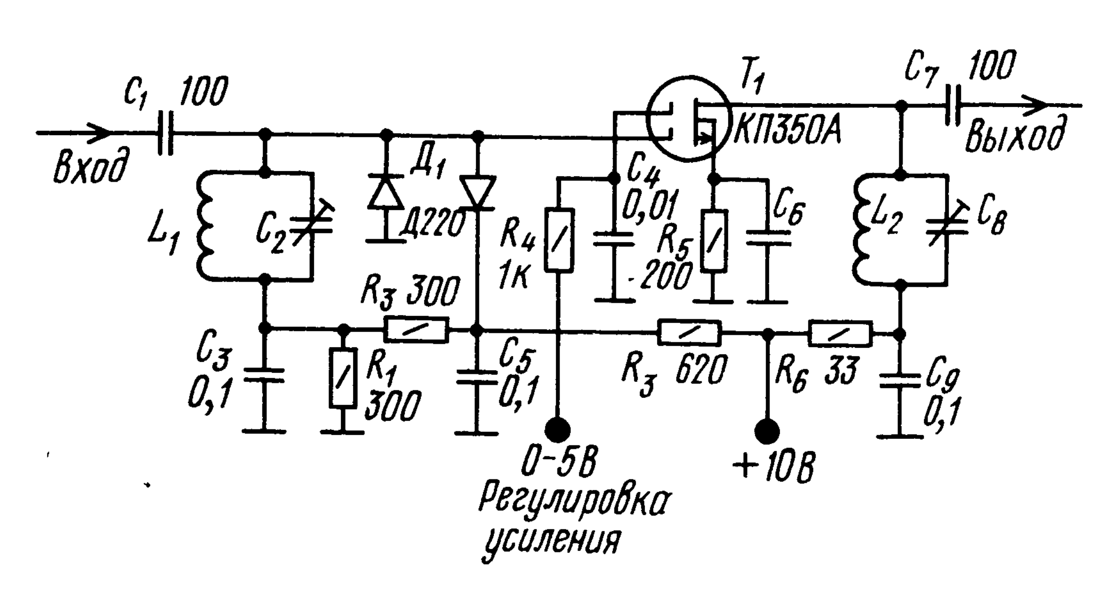


Рис. 7.28

быть использован как при работе в диапазоне 2 м, так и в КВ диапазонах. Динамический диапазон такого усилителя 90 дБ.

На рис. 7.29 приведена схема каскодного усилителя, который может быть использован при

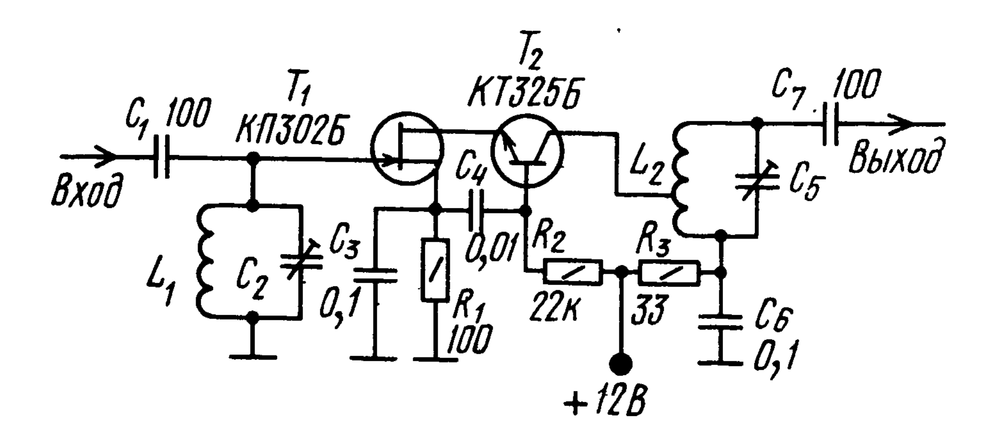


Рис. 7.29

работе в КВ любительских диапазонах. Эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи транзистора T_2 — не более 1 кОм. Эквивалентное сопротивление входного контура — до 20 кОм. Такой каскад имеет динамический диапазон 100 дБ.

Преобразователи частот

Гетеродины преобразователей частоты приемников для любительской связи должны иметь высокую стабильность частоты и могут быть вы-

полнены по схемам на рис. 7.4 — 7.8. Смесители частот этих преобразователей должны иметь большой динамический диапазон, что особенно, существенно для смесителя первого преобразователя частоты, вход которого защищен от воздействия мощных помех только преселектором и контуром на выходе УВЧ.

На рис. 7.30 приведена схема смесителя частот на полевом транзисторе, обеспечивающего динамический диапазон 90 дБ. Такой смеситель можно использовать в приемнике по структурной схеме на рис. 7.24.

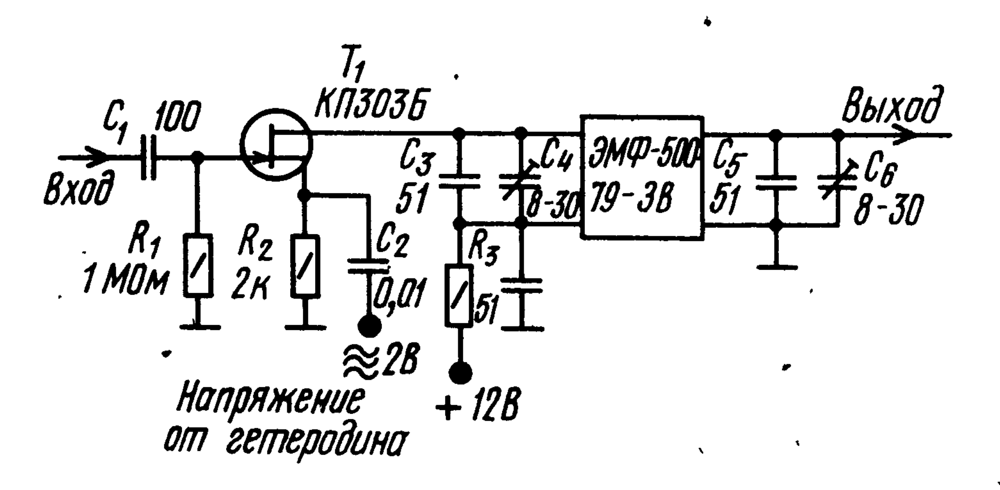


Рис. 7.30

На рис. 7.31 приведена схема смесителя частот с увеличенным динамическим диапазоном благодаря подаче сигнала на второй затвор полевого транзистора. Такой смеситель обеспечивает реализацию динамического диапазона 100 дБ, и его целесообразно использовать после усилителя радиочастоты, выполненного по схеме на рис. 7.29. Нагрузкой смесителя является двухконтурный фильтр первой ПЧ.

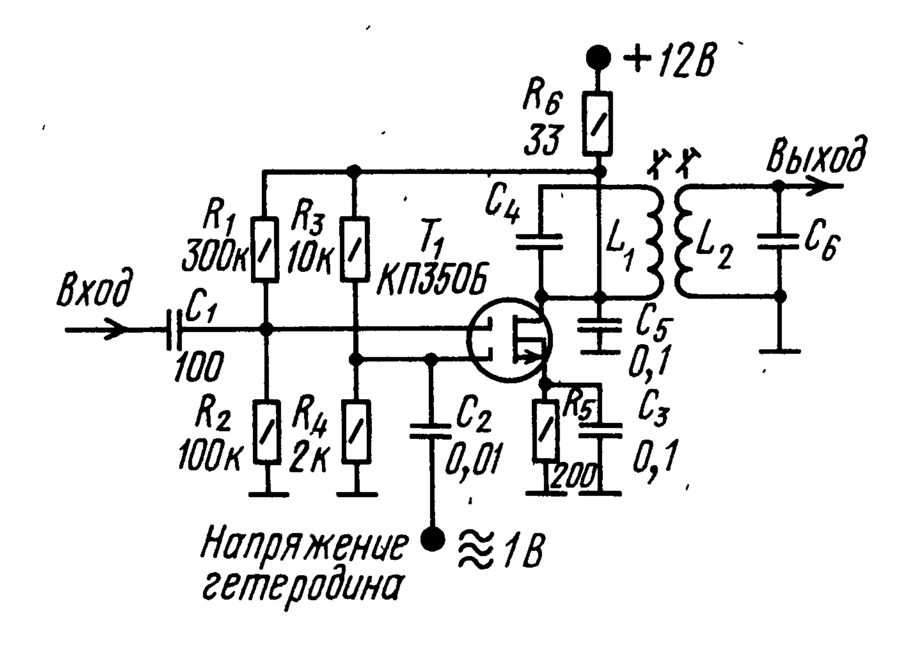


Рис. 7.31

Усилители промежуточной частоты

Для исключения перегрузки второго смесителя частот использование усилителя в тракте первой ПЧ для приемника любительской связи нецелесообразно. Поэтому все необходимое усиление осуществляется на одной, самой низкой, промежуточной частоте. Усилитель ПЧ на 500 кГц, включаемый после ЭМФ, выполнен по схеме на рис. 7.32. Такой УПЧ хорошо сочетается с усилителем радиочастоты по схеме на рис. 7.28, т. к. его усиление регулируется таким же напряжением на вторых затворах транзисторов T_1 и T_2. В качестве индуктивностей контуров УПЧ L_1 и L_2 использованы дроссели типа Д0,1 индуктивностью 500 мкГн. Усилитель ПЧ по схеме на рис. 7.32 обеспечивает регулировку усиления на 120 дБ.

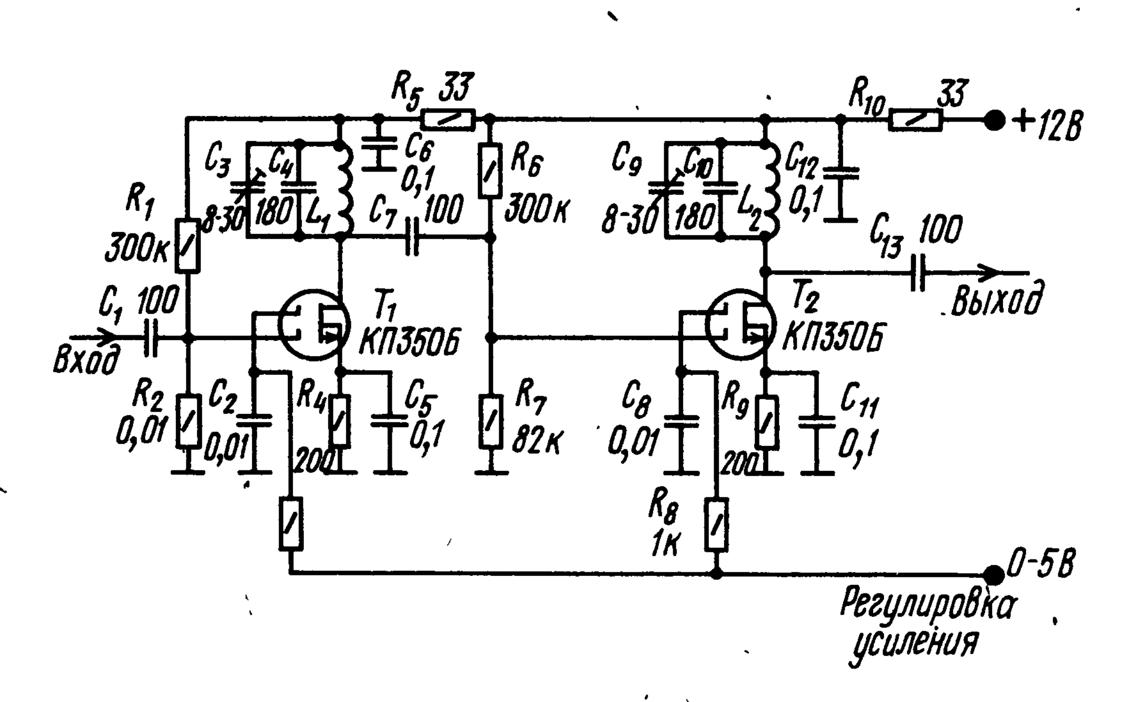


Рис. 7.32

Детекторы для приема однополосных сигналов

Для приема однополосных сигналов, как и для приема телеграфных сигналов, в приемниках для любительской связи используют детекторы-преобразователи частоты, напряжением гетеродина в которых служит напряжение восстанавливаемой несущей частоты. На рис. 7.33 приведена схема диодного детектора однополосных сигналов. Напряжение гетеродина на этот детектор подается от фазоинверсного каскада на транзисторе T_1. Потенциометром R_4 детектор балансируется до получения минимума громкости приема станций с амплитудной модуляцией при отсутствии напряжения гетеродина. Входное сопротивление такого детектора составляет сотни ом. Детектор должен быть подключен к одной десятой части витков выходного контура УПЧ. Максимальное напряжение на входе детектора 0,2 В, при этом напряжение звуковой частоты на его выходе — около 0,1 В.

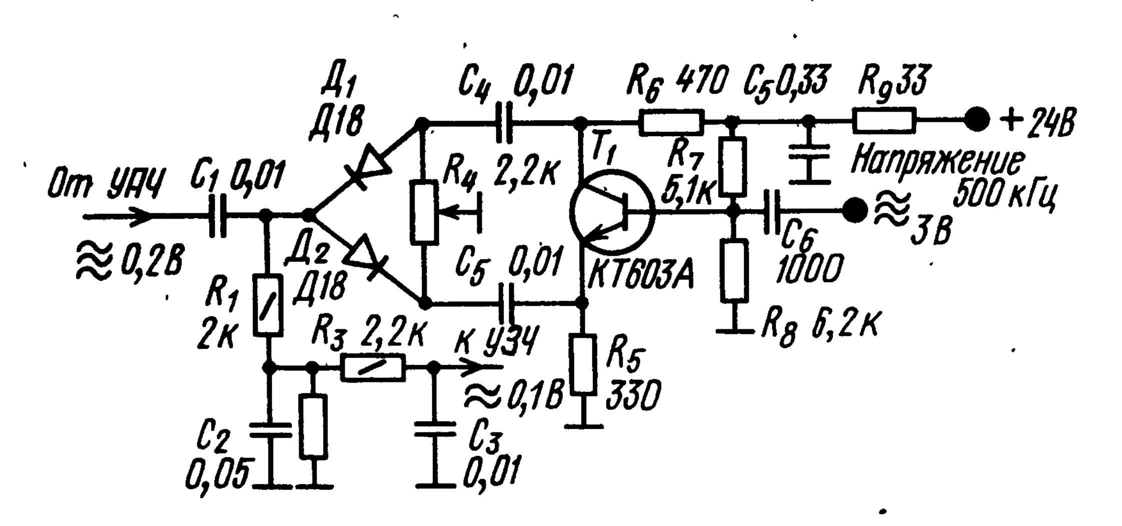


Рис. 7.33

На рис. 7.34 приведена схема детектора однополосных сигналов на двухзатворном полевом транзисторе. Детектор позволяет получить неискаженное детектирование сигналов напряжением до 0,2 В. К УЗЧ поступает сигнал звуковой частоты напряжением 1 В.

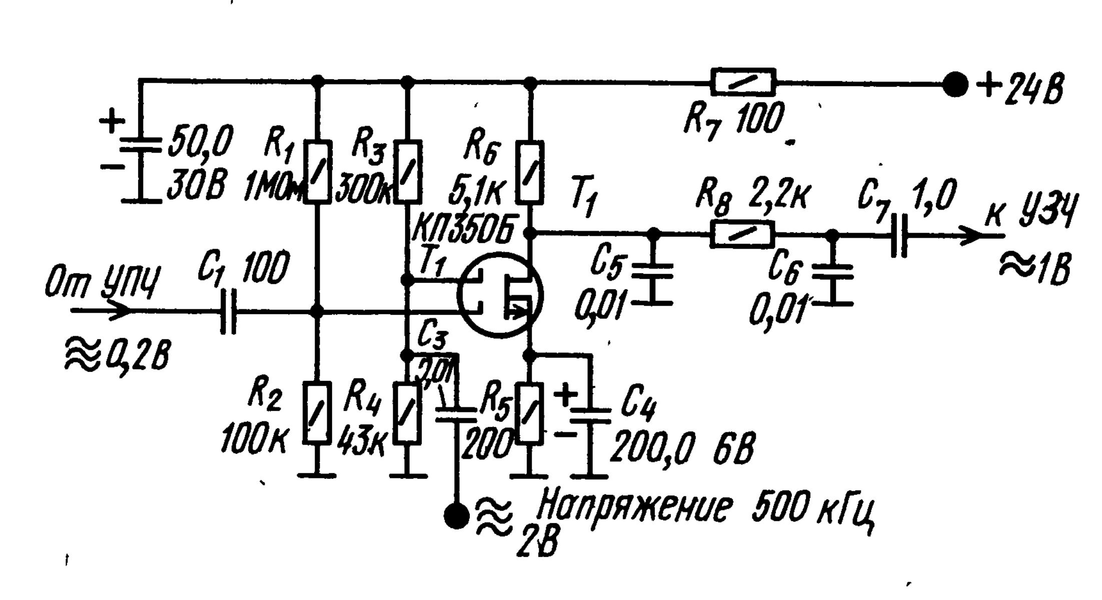


Рис. 7.34

Усилители звуковой частоты

В УЗЧ приемников могут быть использованы узкополосные фильтры, повышающие селективность при приеме телеграфных сигналов. Схема такого усилителя приведена на рис. 7.35. Селективность достигается применением двойного Т-моста (C_4, R_4, C_5, R_5, C_6, R_6). Резонансная частота этого усилителя 1 кГц, полоса пропускания по уровню 6 дБ 300 Гц. При приеме телефонных сигналов двойной Т-мост необходимо отключить от усилителя, например, разорвав цепь, идущую к точке соединения конденсаторов C_7 и C_8.

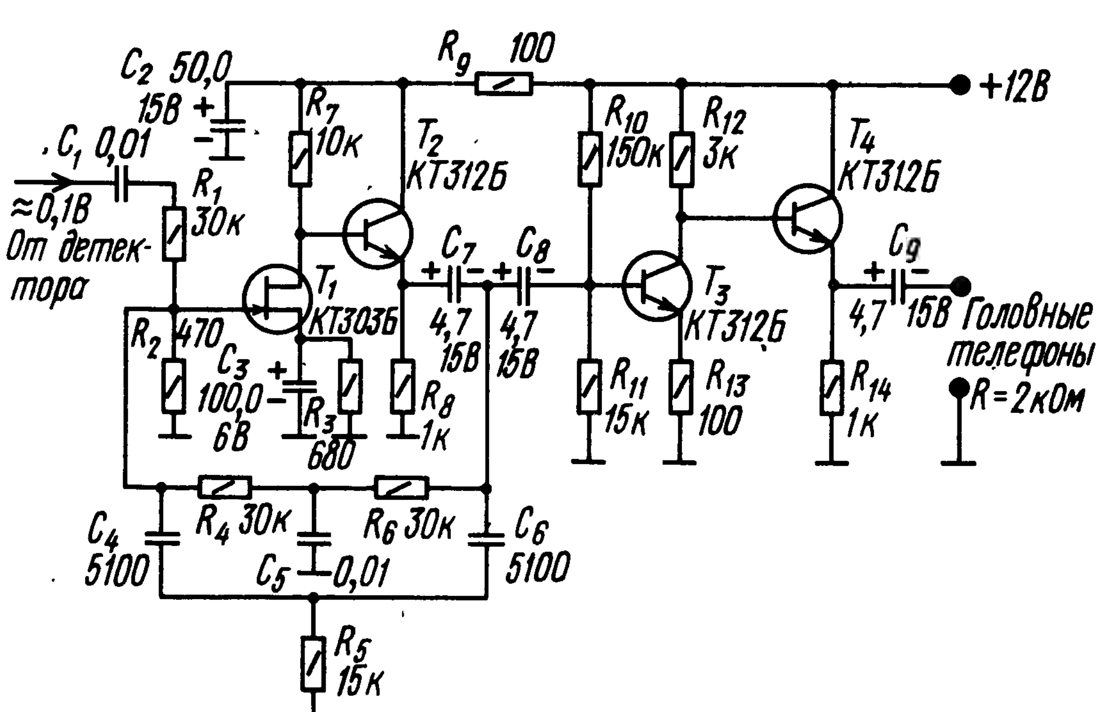


Рис. 7.35

S-метр

Измерение силы принимаемых сигналов возможно в приемнике, имеющем эффективную цепь АРУ. На рис. 7.36 приведена схема детектора

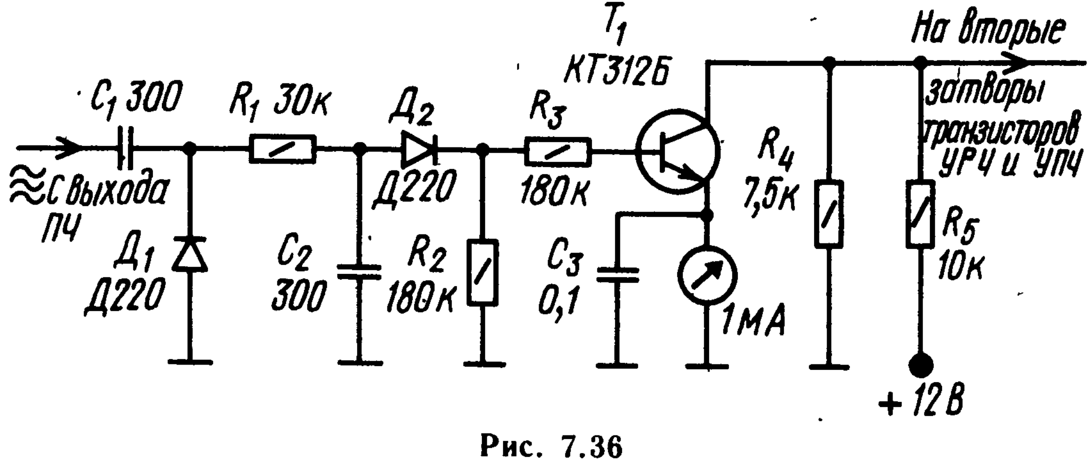


Рис. 7.36

и усилителя АРУ с S-метром, рассчитанных для работы с регулируемыми каскадами усиления радиочастоты и промежуточной частоты, собранными на двухзатворных полевых транзисторах. Это устройство, управляющее тремя каскадами усиления на транзисторах КП306Б или КП350Б, обеспечивает получение линейной шкалы S-метра с делениями от $S3$ до $S9$ +60 дБ.

Радиолюбителями принята следующая шкала значений показаний S-метра ($U_{вх}$ — напряжение сигнала на входе приемника):

$U_{вых}$, мкВ	0,2	0,4	0,8	1,5	3	6	12	25	50	150	500	1500	5000	15 000	50 000
Деление S-метра	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	20	30	40	50	60

7.4. ТРАНСИВЕРЫ

Объединение приемника и передатчика в одной конструкции позволяет существенно уменьшить общее число деталей приемопередающей радиостанции, т. к. большая их часть будет работать как в тракте передачи, так и в тракте приема. Такая объединенная конструкция получила название «трансивер». Важным преимуществом трансивера является легкость достижения автоматической настройки передатчика на частоту принимаемого сигнала.

Структурная схема трансивера приведена на рис. 7.37. При приеме работают усилитель радиочастоты, включенный на выходе смеситель частот,

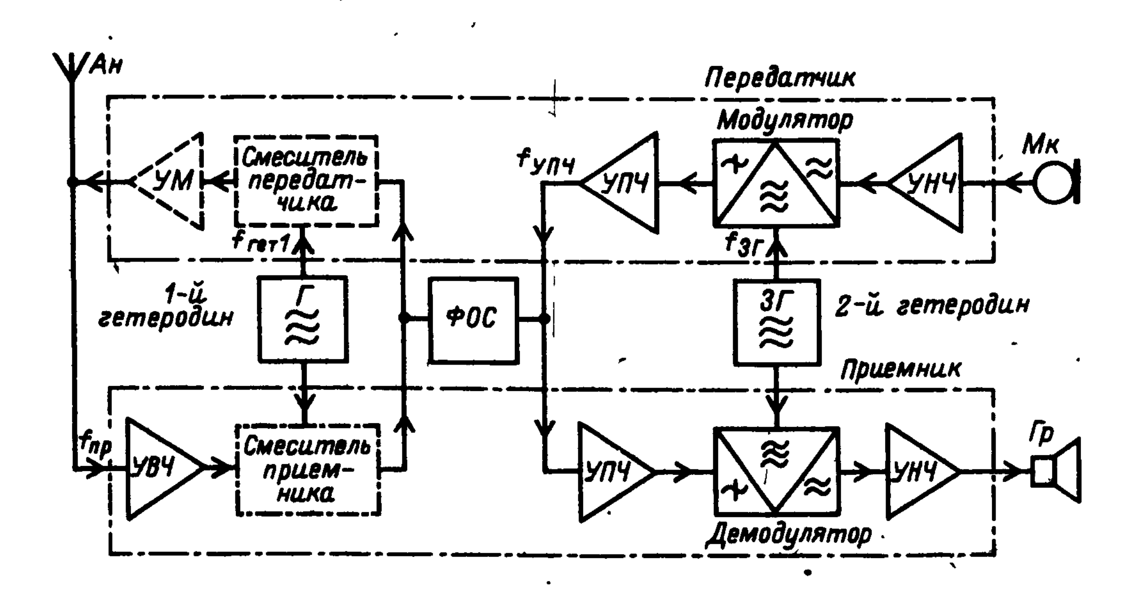


Рис. 7.37

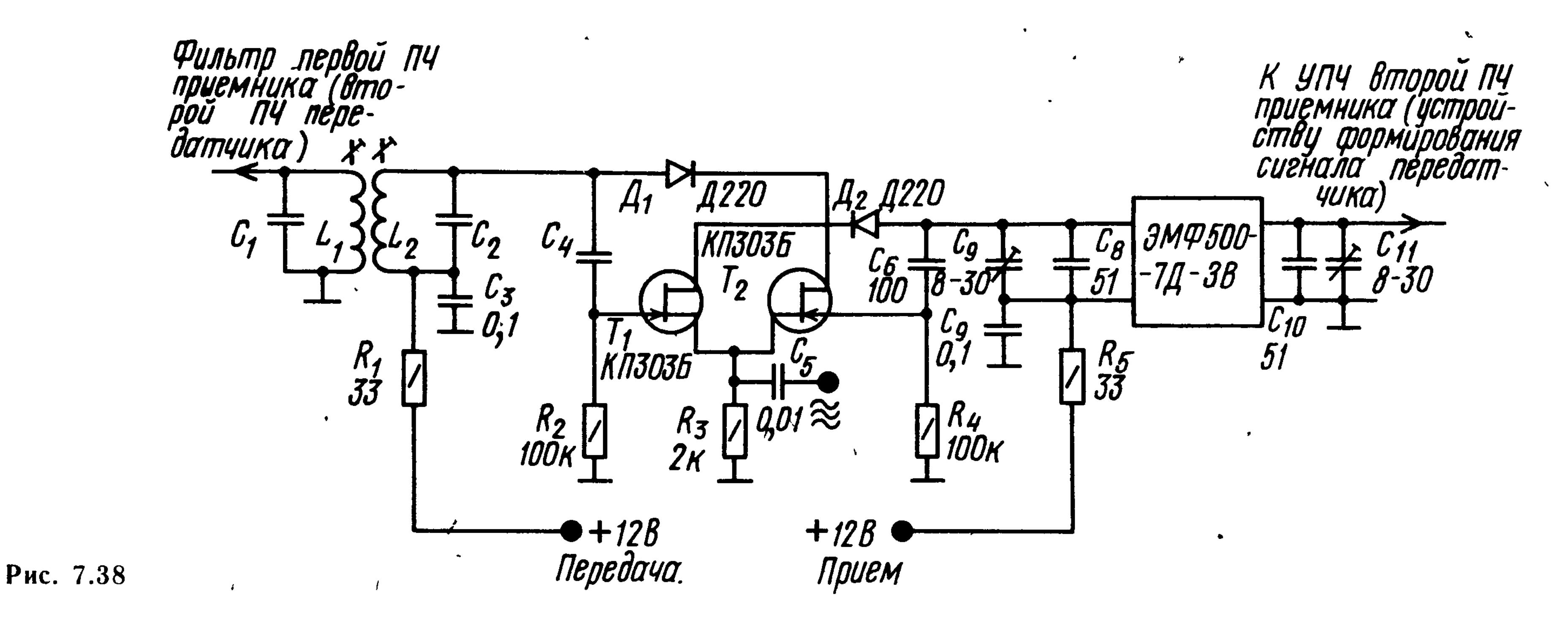


Рис. 7.38

УПЧ, детектор и УЗЧ приемника. При передаче работают УЗЧ передатчика, модулятор, УПЧ на его выходе, смеситель и усилитель мощности (УМ). При переходе на передачу выключаются элементы приемника, а при приеме выключаются элементы передатчика. Фильтр основной селекции используется как в режиме передачи, так и в приеме приема. Таким образом, при приеме трансивер представляет собой супергетеродинный приемник с одним преобразованием частоты и гетеродином для приема телеграфных и однополосных сигналов, а при передаче его схема аналогична структурной схеме передатчика рис. 7.3, *а*.

Частота принимаемого сигнала в приемнике с одним преобразованием частоты $f_{\text{пр}} = f_{\text{гет I}} \pm \pm f_{\text{УПЧ}}$. Частота сигнала излучаемого передатчиком по схеме на рис. 7.3,*а* $f_{\text{перед}} = f_{\text{ЗГ}} + + f_{\text{УФОС}}$.

В трансивере первый гетеродин и ЗГ — это одно и то же устройство ($f_{\text{гет I}} = f_{\text{ЗГ}}$), частота формирования сигнала равна частоте УПЧ приемника, так как определяется средней частотой ФОС ($f_{\text{УФОС}} = f_{\text{УПЧ}}$).

Элементы трансивера, используемые в режиме приема и передачи, различаются от этих элементов в автономных приемниках и передатчиках обеспечением их переключения в режимы приема и передачи. Пример выполнения смесителей частот трансивера приведен на рис. 7.38. Транзистор T_1 является смесителем приемника, T_2 — смесителем передатчика.

В процессе проведения двусторонней радиосвязи на трансивере может возникнуть необходимость несколько изменить частоту приема, сохранив частоту передачи, либо изменить частоту передачи, сохранив частоту приема. На рис. 7.39 приведена схема подстройки частоты первого гетеродина, позволяющая реализовать эти варианты в транзисторном трансивере, схема управления которым приведена на рис. 7.38. Для управления независимой расстройкой трансивера служат два тумблера: *Прием* и *Передача*. При установке тумблеров в замкнутое положение частота как при приеме, так и при передаче определяется подстроечным конденсатором C_1.

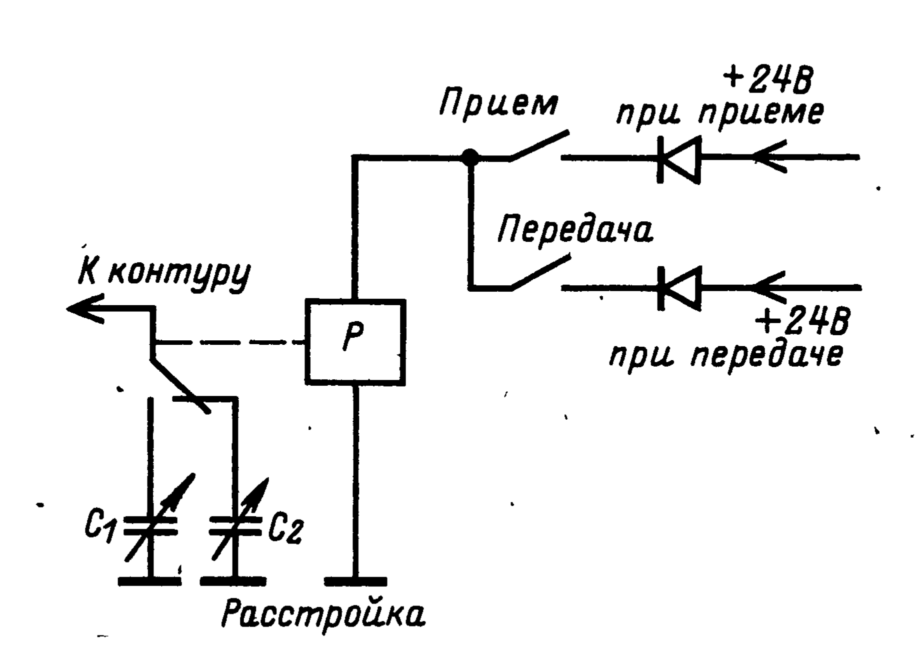
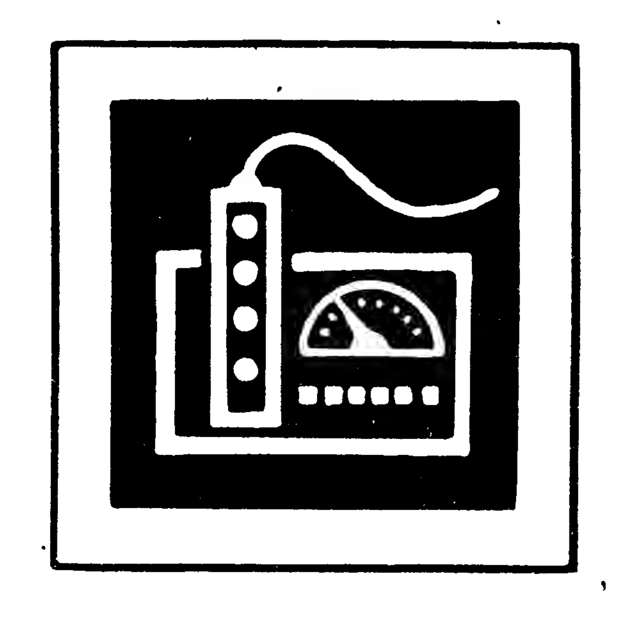


Рис. 7.39

При установке тумблера *Прием* в верхнее положение реле *Р* срабатывает только при приеме, что позволяет изменить частоту настройки трансивера при приеме конденсатором C_2, не изменяя частоты передачи.

При замыкании тумблера *Передача* конденсатором C_1 изменяется частота трансивера только при передаче.

При выключении обоих тумблеров конденсатор C_2 управляет частотой трансивера как при приеме, так и при передаче.



ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

РАЗДЕЛ 8

СОДЕРЖАНИЕ

8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Автоматическими устройствами называются такие устройства, которые позволяют осуществлять операции измерения каких-либо величин или управления какими-либо объектами без непосредственного участия человека.

Автоматическое устройство может в общем случае состоять из следующих основных элементов:

датчика — чувствительного элемента, воспринимающего измеряемую величину и преобразующего ее в электрический сигнал;

нормирующего преобразователя — преобразующего сигнал датчика в унифицированный выходной сигнал требуемой величины и формы;

программного устройства — элемента, вырабатывающего управляющий электрический сигнал заданной формы и уровня;

устройства сравнения — элемента, в котором происходит сравнение сигналов от датчика и от программного устройства;

усилителя мощности — позволяющего усилить сигнал до уровня, необходимого для приведения в действие исполнительного устройства;

непосредственно исполнительного устройства (реле, клапан, двигатель и т. п.).

Совокупность всех этих элементов и объекта регулирования образует *систему автоматического регулирования*. Система, которая осуществляет лишь автоматическое измерение какой-либо величины (температуры, освещенности, перемещения и др.) и регистрирует эти показания, но не оказывает воздействия на процесс, называется *автоматической измерительной системой* или *системой автоматического контроля,* если измерения проводятся с целью проверки соответствия измеряемой величины установленным требованиям. Система регулирования, которая осуществляет процесс управления исполнительным устройством на расстоянии, называется *системой телеуправления*. К этой системе, в частности, относятся системы радиоуправления моделями и системы проводного и беспроводного дистанционного управления радиоаппаратурой.

На рис. 8.1 показаны структурные схемы контроля (рис. 8.1, *а*), автоматического регулирования (рис. 8.1, *б*) и телеуправления (рис. 8.1, *в*), где X — входная величина; Y — выходная величина; *1* — чувствительный элемент; *2* — нормирующий преобразователь; *3* — прибор индикации

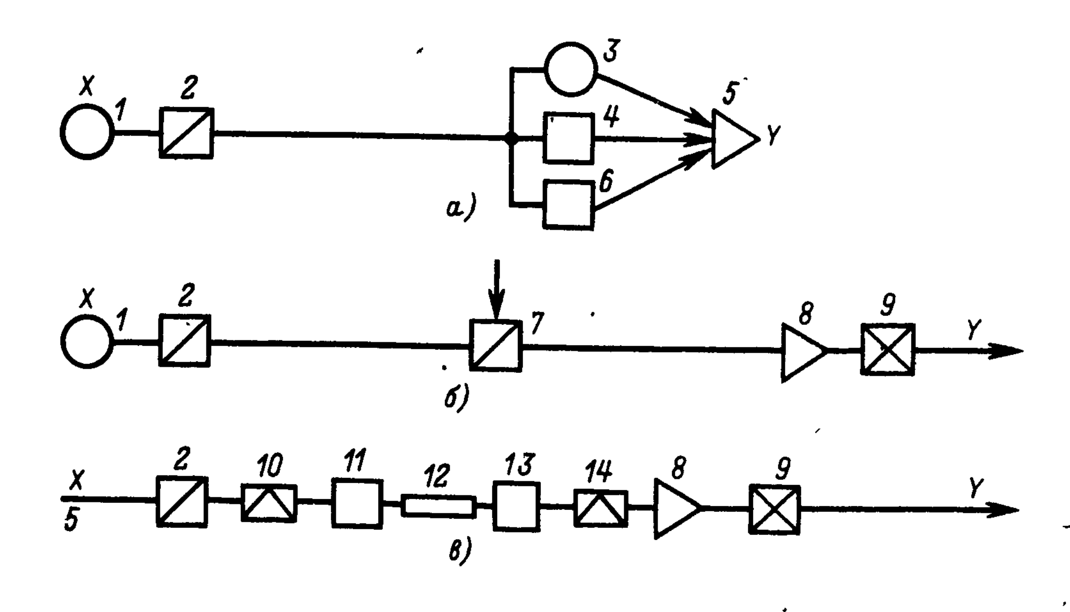


Рис. 8.1

или сигнализации; *4* — регистрирующий прибор; *5* — передача или прием сигнала человеком; *6* — устройство хранения информации (память); *7* — прибор для сравнения сигнала датчика с заданным сигналом; *8* — усилитель; *9* — исполнительное устройство; *10* — шифратор (модулятор); *11* — генератор; *12* — линия связи; *13* — приемник линии связи; *14* — дешифратор (демодулятор).

В зависимости от характера входных и выходных сигналов автоматические устройства делятся на устройства непрерывного (аналоговые) и прерывного (дискретные) действия. В устройствах непрерывного действия сигналы непрерывны по уровню и во времени и каждому значению входного параметра соответствует определенное значение выходного (рис. 8.2, *а*). Дискретные автоматические устройства делятся на

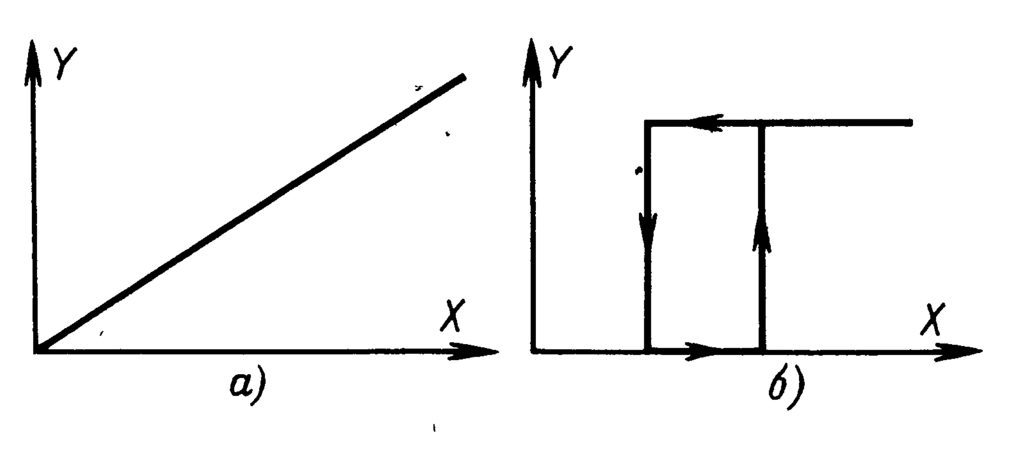


Рис. 8.2

импульсные и релейные. У импульсных автоматических устройств входные и выходные сигналы представляют собой импульсы различной длительности, частоты или амплитуды. У релейных устройств непрерывному изменению входного параметра соответствует скачкообразное изменение выходного, которое появляется лишь при достижении входным параметром некоторого заранее заданного значения (рис. 8.2, *б*).

Аналоговое устройство в общем виде (рис. 8.3, *а*) включает в себя датчик *1*, линейный усилитель *2*, усилитель мощности *4*, исполнительное устройство *5*, индикатор *3*. Простой пример структуры релейного устройства дан на рис. 8.3, *б*; *1* — датчик, *2* — усилитель, *3* — преобразователь с релейной характеристикой, *4* — устройство

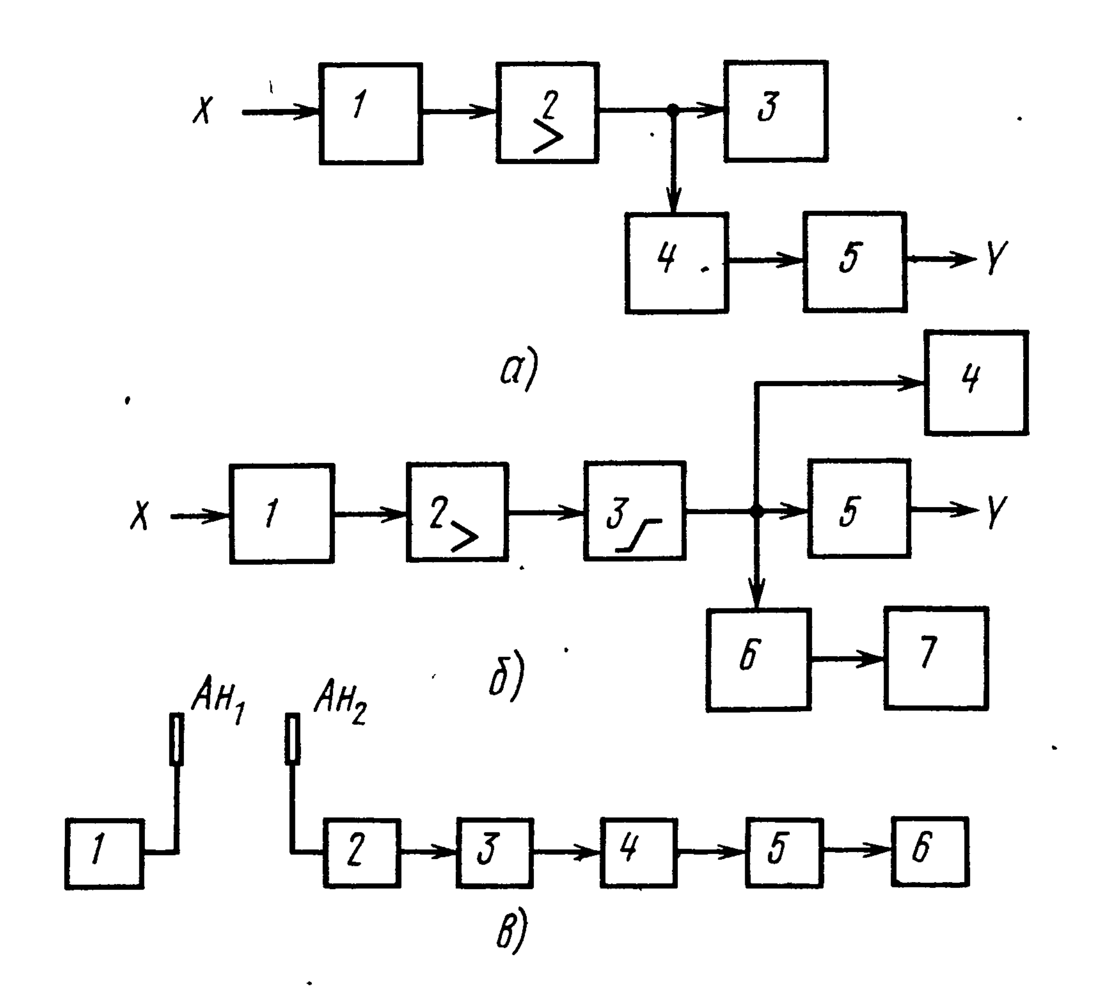


Рис. 8.3

индикации, *5* — исполнительное устройство, *6* — генератор звуковой частоты, *7* — устройство звуковой сигнализации.

Устройство дистанционного радиоуправления (рис. 8.3, *в*) включает радиопередатчик *1* с антенной $Ан_1$, передающей команды управления на удаленный объект, и приемник радиоуправляемого объекта, состоящий в данном примере из усилителя радиочастоты *2* с приемной антенной $Ан_2$, детектора *3*, усилителя звуковой частоты *4* и дешифратора *5*, управляющего одним или несколькими органами движения *6* управляемого объекта.

В устройствах автоматики широко применяют различные датчики: резистивные, емкостные, индуктивные, индукционные, пьезоэлектрические, фотоэлектрические и другие; преобразующие неэлектрические величины (перемещение, усилие, скорость, угловое перемещение, температуру, давление, уровень, освещенность и т. п.) в электрический сигнал (ток, напряжение). В качестве индикаторов используют микроамперметры, милливольтметры, неоновые лампы, светодиоды и т. п.

8.2. СХЕМЫ УЗЛОВ ЭЛЕКТРОННЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Для усиления и преобразования сигнала датчика в величину, удобную для дальнейшей передачи или управления исполнительным органом, широкое распространение получили устройства импульсной техники. В основе большинства импульсных устройств лежит транзисторный ключ — устройство, имеющее два состояния: открытое и закрытое.

На рис. 8.4, *а* показан наиболее распространенный ключ на транзисторе типа *p-n-p*, включенном по схеме ОЭ. Открытое состояние ключа характеризуется тем, что транзистор находится в режиме насыщения и через его коллектор протекает ток $I_К \approx U_{и.п}/R_к$. Это происходит при подаче между базой и эмиттером транзистора отрицательного (относительно эмиттера) сигнала $U_{ЭБ}$, обеспечивающего ток базы $I_Б \geqslant I_К/h_{21э}$. Когда ключ закрыт, ток эмиттера равен нулю. Такое состояние транзистор принимает при подаче на его базу положительного (относительно эмиттера) напряжения, т. е. $U_{ЭБ}>0$. При этом ток базы $I_Б \approx -I_{КБО}$ (рис. 8,4, *б*).

Два состояния транзистора — открытое (насыщенное) и закрытое — определяются соответственно точками *А* и *В* на семействе коллекторных характеристик.

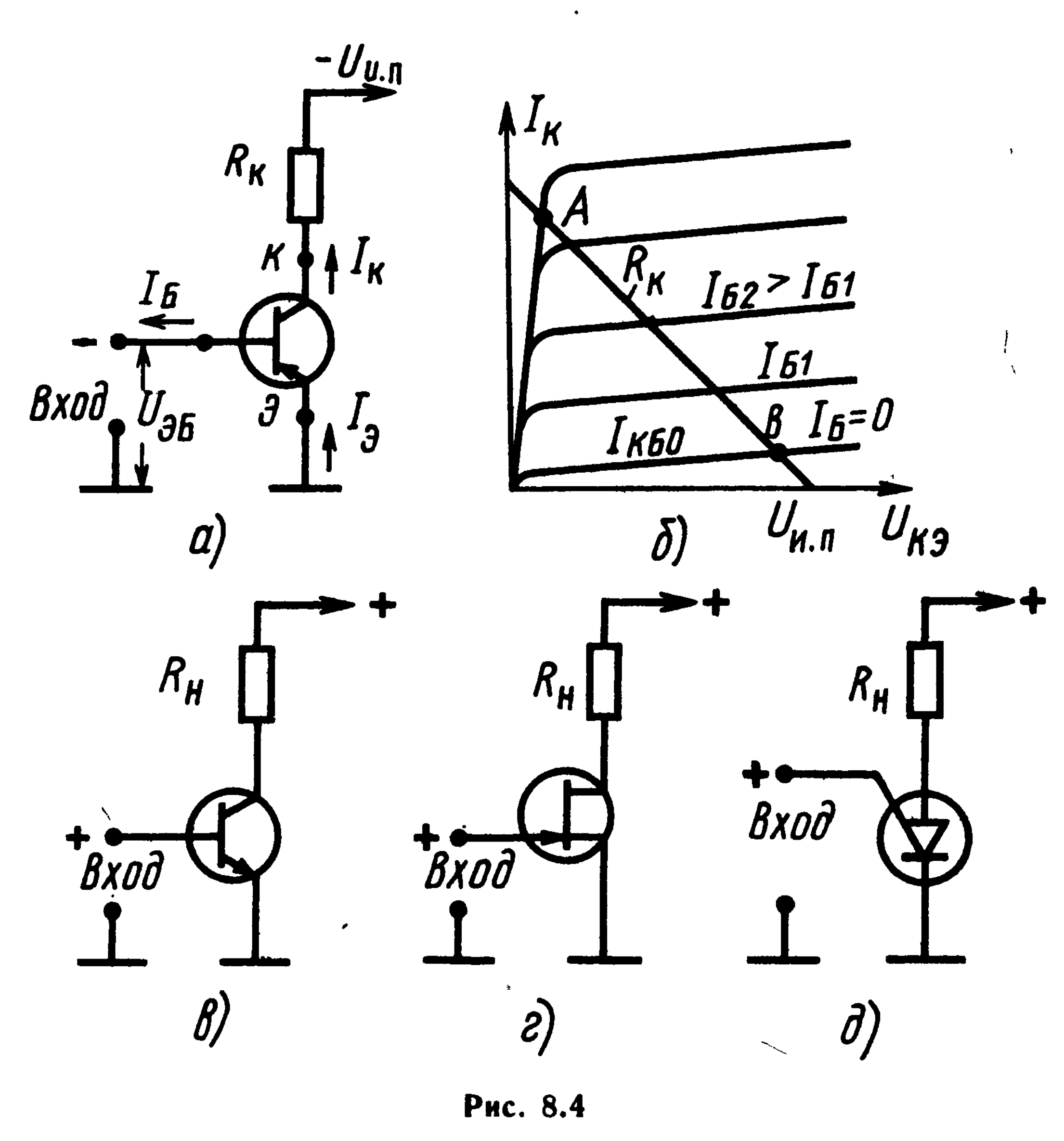


Рис. 8.4

Существует достаточно большое число электронных ключей. Некоторые ключи показаны на рис. 8.4: на рис. 8.4, *в* — ключ на транзисторе типа *n-p-n*, на рис. 8.4, *г* — ключ на полевом транзисторе с *p-n*-переходом и *n*-каналом, на рис. 8.4, *д* — ключ на тринисторе.

Рассмотрим схемы наиболее распространенных электронных цепей, применяемых в радиолюбительских устройствах автоматики.

Симметричный триггер (рис. 8.5) — устройство, имеющее два устойчивых состояния; в одном из них на выходе триггера имеется напряжение, практически равное напряжению источника питания, в другом — напряжение, близкое к нулю. Симметричный триггер широко используется для формирования импульсов деления частоты и хранения информации.

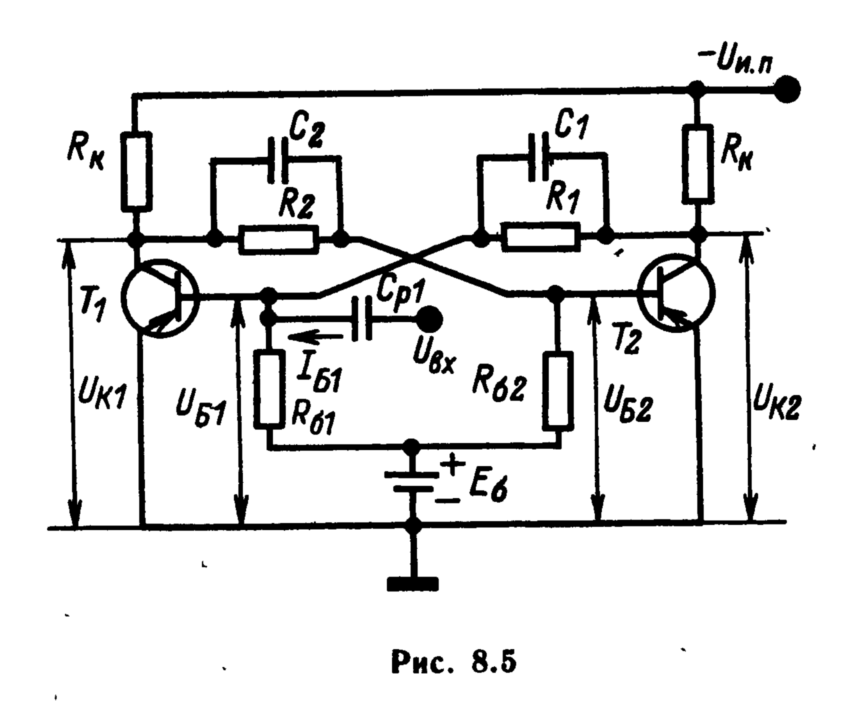


Рис. 8.5

Триггер работает следующим образом. Допустим, открыт левый транзистор и он находится в насыщенном состоянии, напряжение на его коллекторе близко к нулю ($U_{К1} \approx 0$) и через делитель $R_{б2}$ — R_2 на базу второго транзистора поступает положительное напряжение $U_Б$. Следовательно, правый транзистор закрыт и потенциал его коллектора $U_К \approx -U_{и.п}$. Поэтому база левого транзистора будет находиться под отрицательным смещением, что обеспечивает насыщение транзистора T_1. Таким образом, устройство находится в одном из двух устойчивых состояний. При подаче на базу транзистора T_1 положительного (закрывающего) входного сигнала через конденсатор $C_{р1}$ левый транзистор T_1 закроется, напряжение $U_{К1}$ становится отрицательным и, поступая на базу транзистора T_2, переводит его в состояние насыщения. Триггер переходит во второе устойчивое состояние, из которого его можно вывести, подав на вход отрицательный сигнал.

На практике большое распространение получил триггер с автоматическим смещением (рис. 8.6, *а*). Главным достоинством триггера является наличие только одного источника питания и высокая стабильность работы. Положительное напряжение смещения на базах транзисторов образуется благодаря наличию резистора $R_э$, создающего на эмиттере отрицательное напряжение при протекании тока открытого транзистора. Конденсатор $C_э$ служит для устранения нежелательной ООС, которая возникает при смене состояний триггера.

Изменение состояния триггера (запуск) осуществляется подачей импульсов на базу одного транзистора (T_1). При этом полярность управляющих импульсов должна чередоваться: положительный импульс закрывает транзистор T_1, отрицательный — открывает его. Однако запуск триггера может осуществляться и другими спосо-

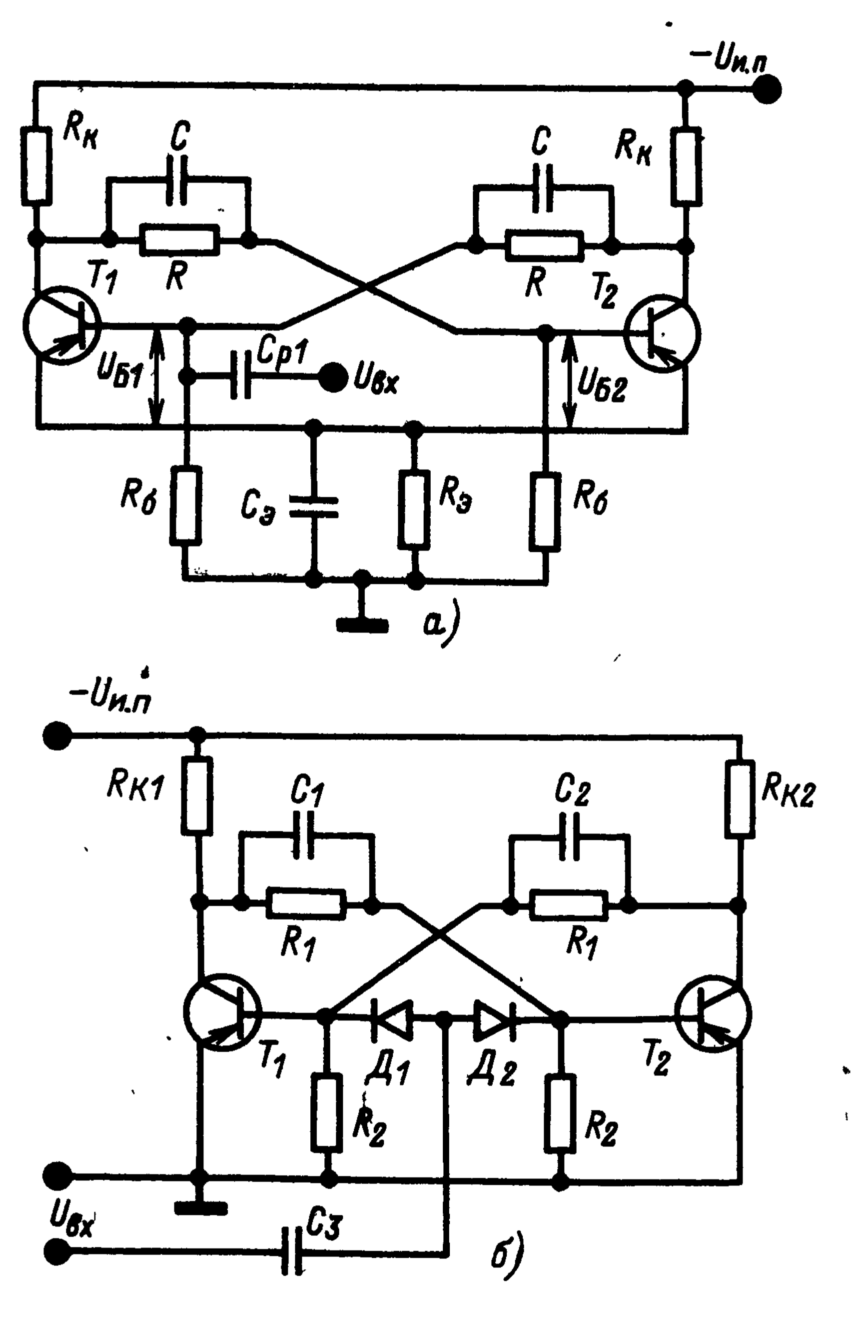


Рис. 8.6

бами. Рассмотрим один из них, в котором входные импульсы подаются на базы транзисторов через общий вход. Схема такого триггера, который называется триггером с общим входом (или со счетным входом), показана на рис. 8.6, *б*. Для того чтобы перевести триггер из одного устойчивого состояния в другое, необходимо подать импульсы положительной полярности, которые пройдут на базу открытого транзистора и закроют его. Как правило, запуск осуществляют через диоды для развязки цепей управления.

Расчет симметричного триггера заключается в таком выборе всех его элементов, который обеспечивает получение необходимой амплитуды импульсов на выходе $U_{вых}$ и частоты переключения.

Пример. Рассчитать триггер с автоматическим смещением и общим входом (см. рис. 8.6, *а*) при следующих данных: амплитуда выходных импульсов $U_{вых} \geqslant 13$ В; частота переключения $f = 350$ кГц; максимальная окружающая температура $t \approx +40°$ С.

1. Рассчитываем напряжение источника коллекторного питания $U_{и.п} = 1{,}1 U_{вых} + U_Э$, задаваясь, как обычно, $U_Э = 2 \div 3$ В.

2. Выбираем транзистор типа МП21, имеющий следующие параметры: $U_{КЭ\,max} = 30$В; $I_{КБО\,max} = 0{,}12$ мА; $h_{21э} = 20$; $f_{h21э} = 1$ МГц.

3. Из условия, что ток коллектора открытого транзистора должен быть меньше допустимого, выбираем сопротивление $R_к = 2$ кОм.

4. Емкость конденсатора следует выбирать такой, чтобы за время опрокидывания триггера напряжение на нем практически осталось неизменным. Обычно $C = 200 \div 500$ пФ. Выбираем $C = 200$ пФ.

5. Находим $R_Б \leqslant \dfrac{1}{(2 \div 3)\, C f_{max}} = \dfrac{1}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-12} \cdot 350 \cdot 10^3} = 4{,}7$; принимаем $R_Б = 4{,}7$ кОм.

6. Рассчитываем сопротивление резистора $R_э$

$$R_э \geqslant \frac{R_б R_к I_{КБО\,max}}{U_{и.п} - R_б I_{КБО\,max}} =$$

$$= \frac{4{,}7 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}12 \cdot 10—3}{20—4{,}7 \cdot 10^3 \cdot 0{,}12 \cdot 10^{-3}} \approx 62 \text{ Ом};$$

принимаем $R_э = 100$ Ом.

7. Находим сопротивления резисторов R

$$R \leqslant \frac{h_{21Э} R_б R_к [U_{и.п} — (R_э + R_к) I_{КБОmax}]}{U_{и.п}(R_б + R_э h_{21э})} =$$

$$= \frac{20 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3 (20—2{,}1 \cdot 0{,}12)}{20(4{,}7 \cdot 10^3 + 20 \cdot 100)} =$$

$= 28{,}2$ кОм;
принимаем $R = 24$ кОм.

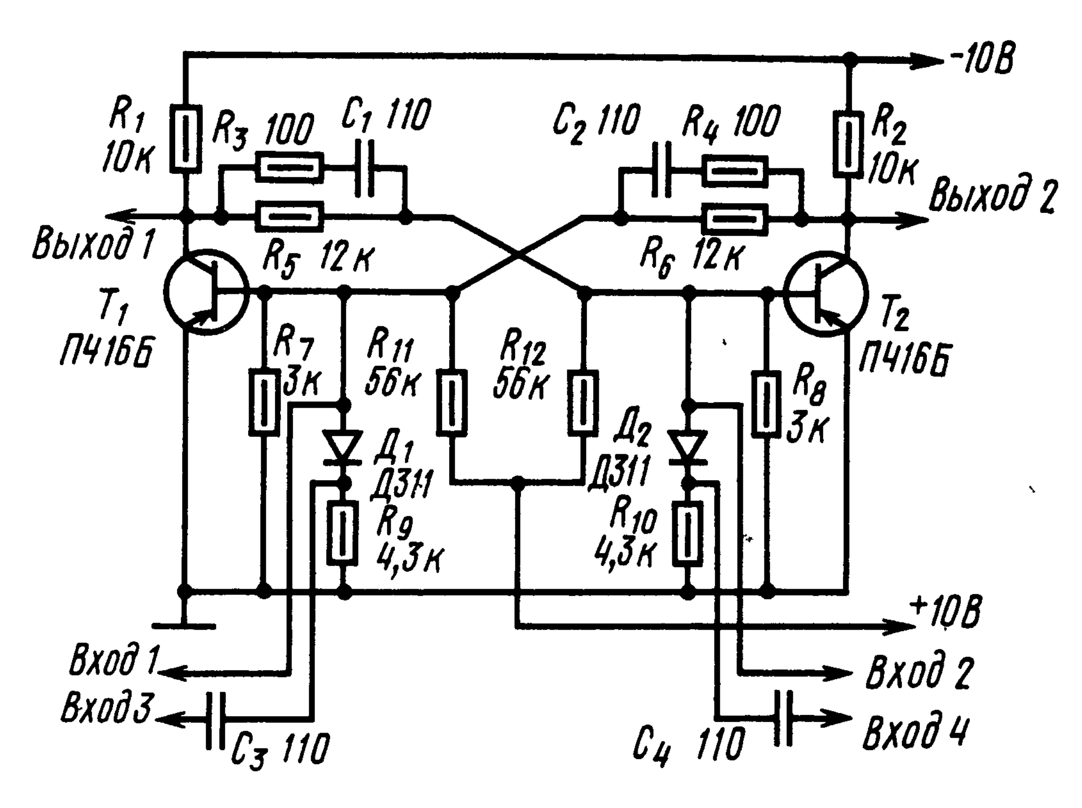


Рис. 8.7

8. Чтобы исключить ООС, выбираем емкость эмиттерного конденсатора от 1000 до 5000 пФ; $C = 1000$ пФ.

На рис. 8.7 приведена практическая схема триггера, способного работать с частотой переключения $f_{max} = 1000$ кГц, амплитуда входного импульса 1—10 В, длительность переднего фронта входного импульса $\leqslant 0{,}3$ мкс, амплитуда выходного импульса 7—10 В.

На рис. 8.8 показана схема симметричного триггера в интегральном исполнении.

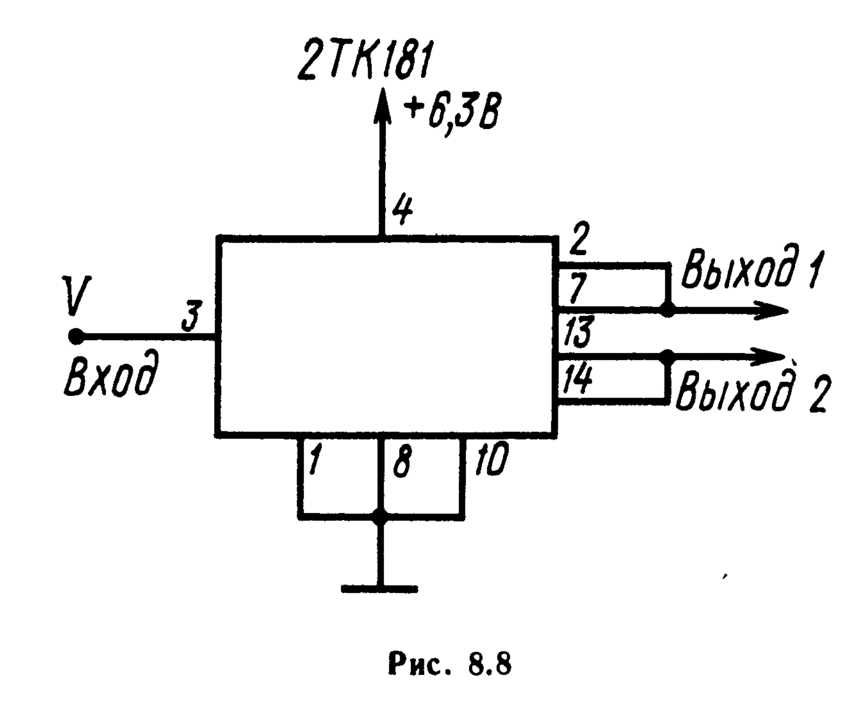


Рис. 8.8

На рис. 8.9, 8.10 приведены схемы триггеров в интегральном исполнении, управляемые импульсами положительной полярности с амплитудой 3—7 В. Длительность входных импульсов 1—10 мкс, сигнал на выходе *1* имеет ам-

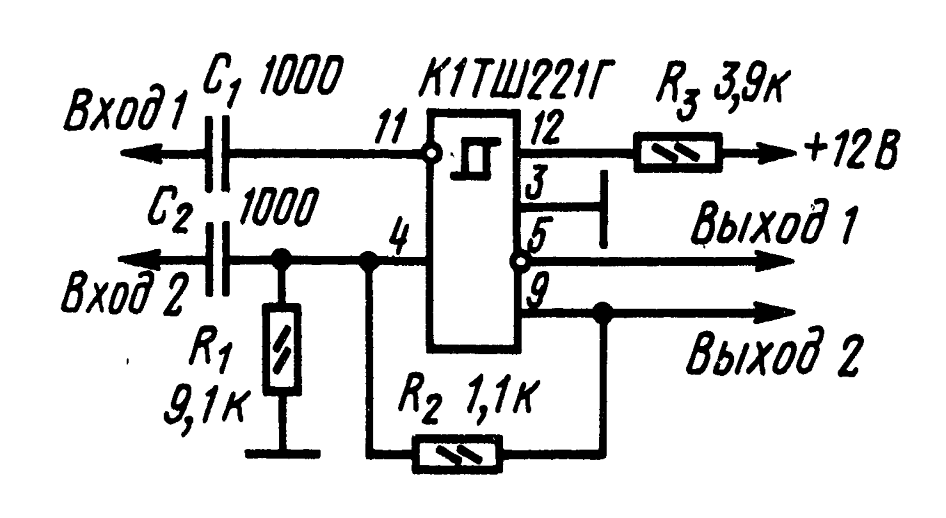


Рис. 8.9

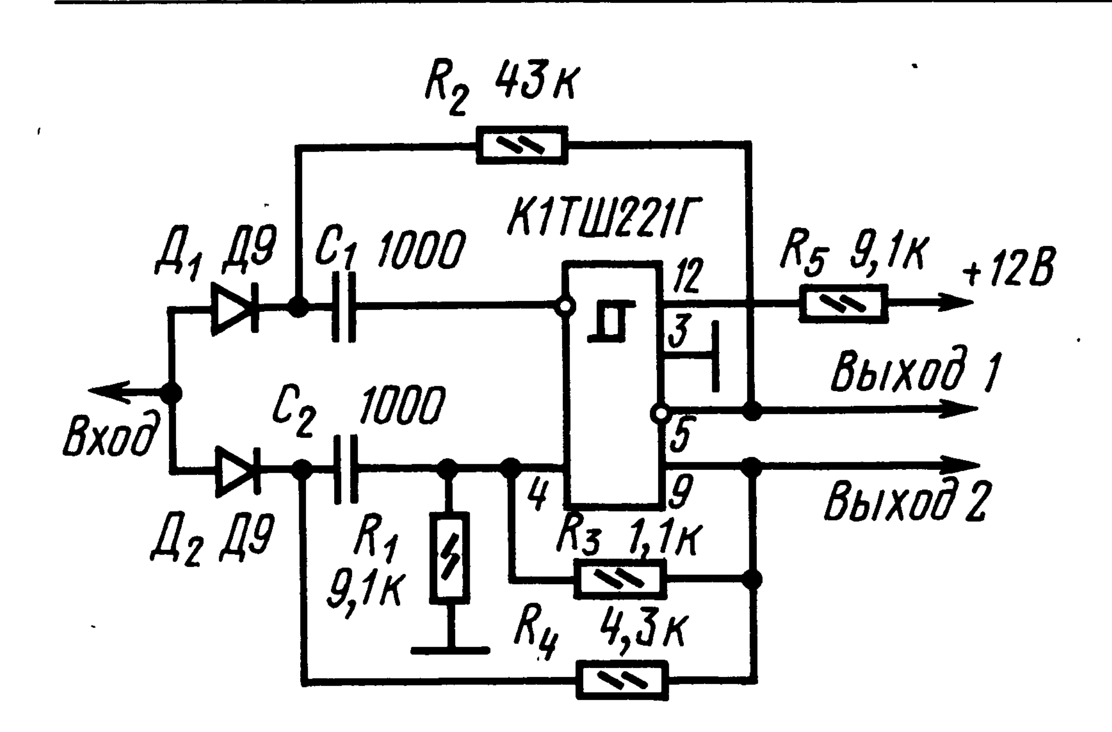


Рис. 8.10

плитуду 2—2,8 В, на выходе — 2—3 В. Триггер на рис. 8.9 — с раздельными входами, триггер на рис. 8.10 — со счетным входом.

Триггер с эмиттерной связью. Кроме рассмотренного симметричного триггера широкое распространение получил триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта). Этот триггер (рис. 8.11) также имеет два устойчивых состояния; он широко применяется в качестве пре-

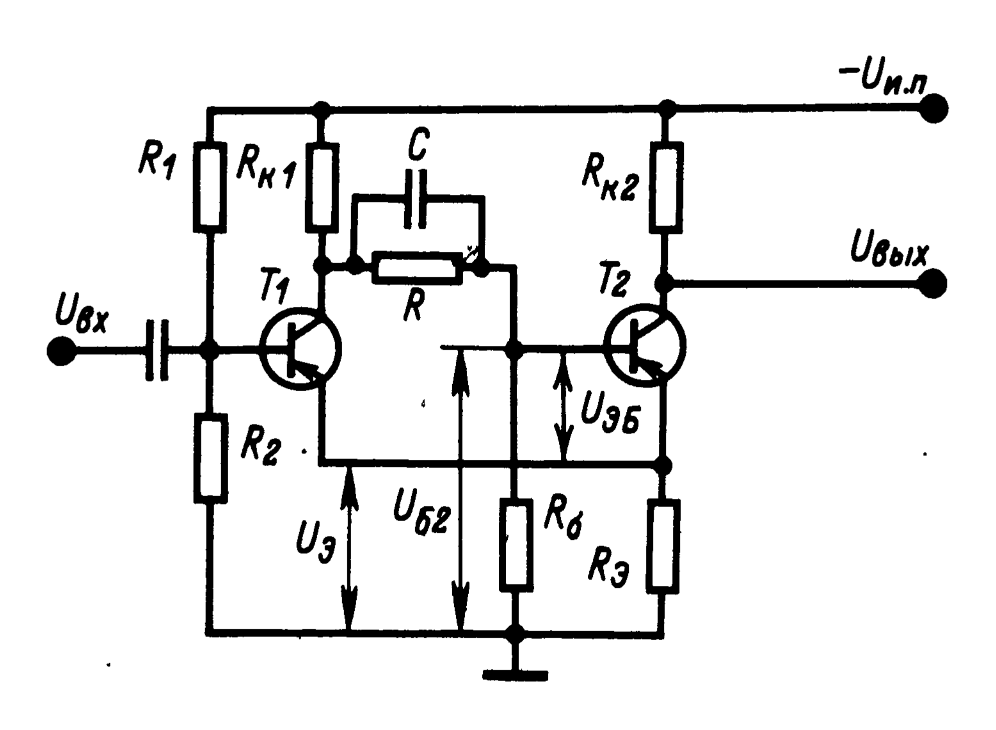


Рис. 8.11

образователя синусоидального или линейно-изменяющегося напряжения в импульсы прямоугольной формы. Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит при $|U_{вх}|>|U_э|$.

Основные условия, при которых триггер будет иметь два устойчивых состояния, можно получить исходя из основных свойств транзисторного ключа: 1) транзистор закрыт, если $U_{ЭБ}>0$; 2) транзистор насыщен, если выполняется неравенство $I_Б>I_К/h_{21э}$. Используя эти условия, можно получить:

$$R\leqslant h_{21э}R_б\frac{U_{и.п}R_{к2}-I_{КБО\,max}R_{к1}(R_э+R_{к2})}{U_{и.п}(R_б+R_эh_{21э})};$$

$$R_2>\frac{h_{21э}R_эR_{к1}U_{и.п}}{R_{к2}U_{и.п}+h_{21э}R_{к1}(R_{к2}+R_э)I_{КБО\,max}};$$

$$R_1<\frac{h_{21э}R_2R_{к1}}{h_{21э}R_э+R_2};\quad R_э=\frac{U_{и.п}-U_{max}}{U_{max}}.$$

Значения $R_б$ и C определяются так же, как и для симметричного триггера.

Пример. Рассчитать триггер с эмиттерной связью при следующих данных: $U_{вых}\geqslant17$ В; период запускающих импульсов с чередующейся полярностью $T=5$ мкс; $t\leqslant60°$ С.

Расчет проводят в следующем порядке:

1. $U_{и.п}=(1,1\div1,2)U_{вых}+U_Э=20$ В.
2. Выбираем тот же транзистор, что и в предыдущем примере (МП21Г).
3. Выбираем $R_{к2}=2$ кОм; $R_{к1}=5,1$ кОм; $C=200$ пФ.
4. Находим

$$R_б<\frac{T}{(2\div3)C}=\frac{5\cdot10^{-6}}{(2\div3)200\cdot10^{-12}}=$$

$$=(8,3\div12,5)\cdot10^3;$$

принимаем $R_б=10$ кОм.

5. Определяем

$$R_э=\frac{U_{и.п}-U_{вых}}{U_{вых}}\;R_{к2}=\frac{20-17}{17}\times2\cdot10^3=350;$$

принимаем $R_э=360$ Ом.

6. Находим

$$R\leqslant h_{21э}R_б\;\frac{U_{и.п}R_{к2}-I_{КБОmax}R_{к1}(R_э+R_{к2})}{U_{и.п}(R_б+R_эh_{21э})}=$$

$$=\frac{15\cdot10^4(40\cdot10^3-0,6\cdot2,36\cdot10^3)}{20(10^4+5,4\cdot10^3)}=$$

$$=19,5\cdot10^3;$$

принимаем $R=18$ кОм.

7. Рассчитываем R_2

$$R_2>\frac{h_{21э}R_эR_{к1}U_{и.п}}{R_{к2}U_{и.п}+h_{21э}R_{к1}(R_{к2}+R_э)I_{КБОmax}}=$$

$$=\frac{15\cdot360\cdot5,1\cdot10^3\cdot20}{2\cdot10^3\cdot20+15\cdot5,1\cdot10^3\cdot2,36\cdot0,12}=$$

$$=8,9\cdot10^3;$$

принимаем $R_2=9,1$ кОм.

8. Определяем R_1

$$R_1<\frac{h_{21э}R_2R_{к1}}{h_{21э}R_э+R_2}=$$

$$=\frac{15\cdot9,1\cdot10^3\cdot5,1\cdot10^3}{15\cdot360+9,1\cdot10^3}=46,5\cdot10^3;$$

принимаем $R_1=43$ кОм.

Практическая схема триггера Шмитта, предназначенного для формирования импульсов с крутыми фронтами из синусоидального сигнала, с характеристикой, показанной на рис. 8.12, при-

ведена на рис. 8.13. Быстродействие триггера — до 15 МГц.

Для обеспечения работы формирователя на низких частотах параллельно конденсатору C_1 следует подключить электролитические конденсаторы емкостью 33—100 мкФ.

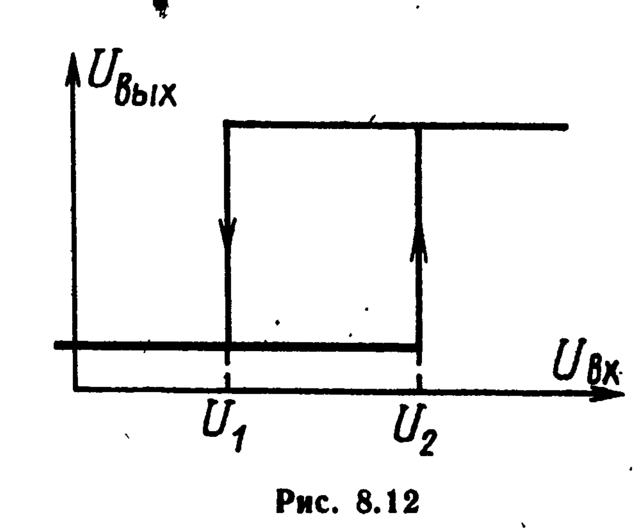


Рис. 8.12

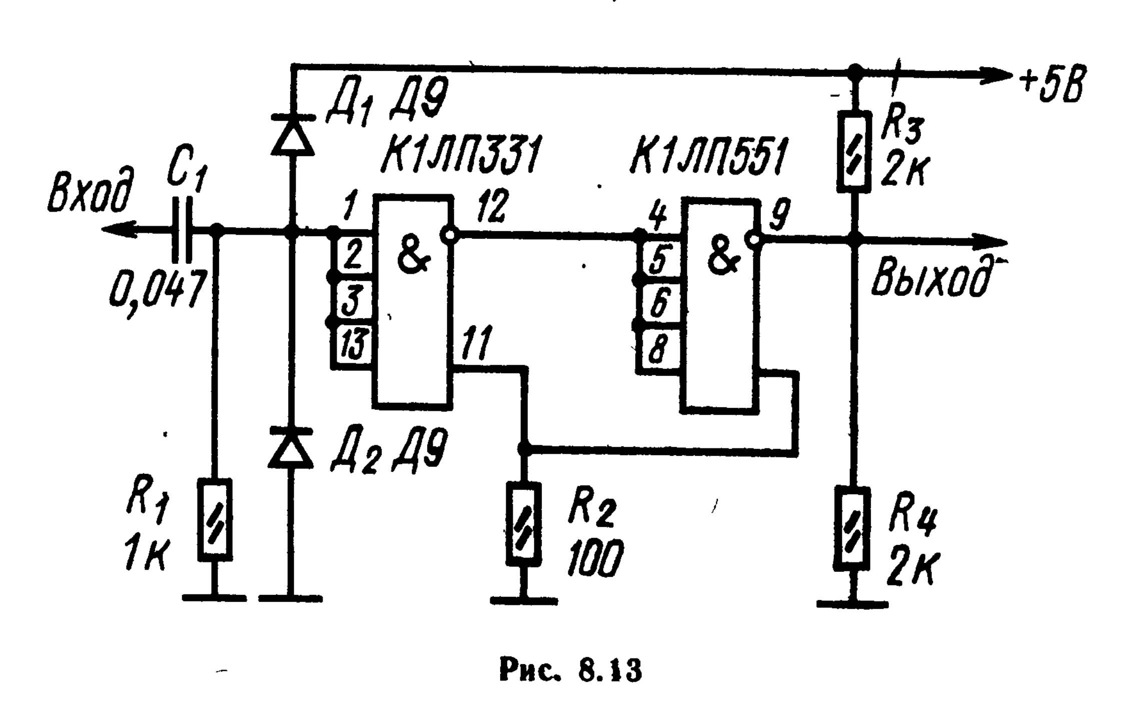


Рис. 8.13

Симметричный мультивибратор (рис. 8.14) — типичный представитель группы устройств, вырабатывающих колебания сложной формы (отличной от синусоидальной), называемых **релаксационными** генераторами. Генераторы этого вида имеют накопитель энергии (чаще всего в виде конденсатора) и электронный ключ, переключение которого обусловлено запасом энергии в накопителе. Действует симметричный мультивибратор следующим образом. Пусть в начальный момент транзистор T_1 открывается и переходит в насыщенное состояние. В этот момент все напряжение на конденсаторе C_1, который при закрытом транзисторе T_1 и открытом транзисторе T_2 был заряжен до напряжения $U_c \approx U_{и.п}$, оказывается приложенным положительным потенциалом к базе транзистора T_2. Транзистор T_2 закрывается. Конденсатор C_1 начинает разряжаться от напряжения $+U_{и.п}$ (в точке a) из-за протекания тока разряда через резистор R_1, поддерживая потенциал базы транзистора T_2 положительным, но убывающим по величине. В результате этого транзистор T_2 находится в режиме отсечки. Как только напряжение на базе транзистора T_2 станет равным нулю, транзистор T_2 откроется.

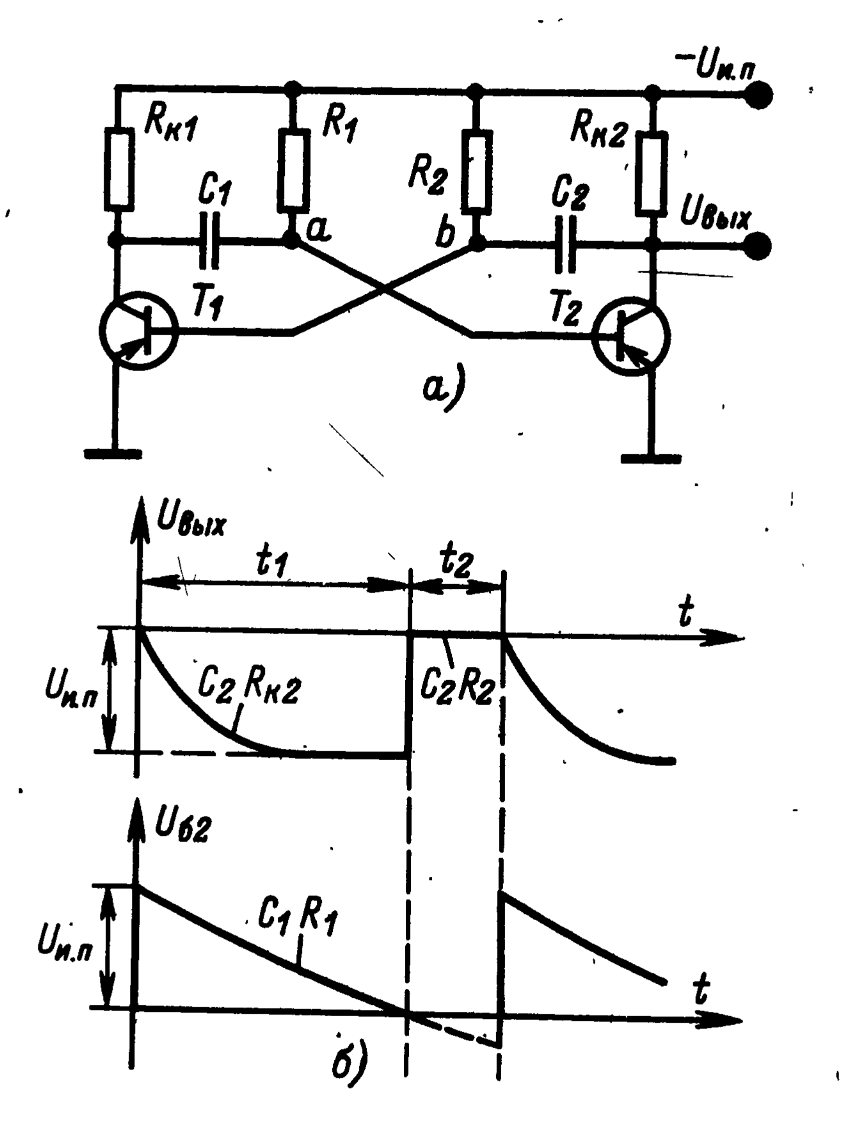


Рис. 8.14

Одновременно с разрядом конденсатора C_1 происходит заряд конденсатора C_2 через резистор $R_{к2}$ до значения коллекторного напряжения транзистора $T_2 (U_{c2} \approx U_{К2} \approx -U_{и.п})$. Как только транзистор T_2 откроется, положительный потенциал конденсатора C_2 в точке b будет подан на базу транзистора T_1 и закроет его. Далее процесс повторяется.

Постоянные времени цепей разряда конденсаторов C_1 и C_2 соответственно равны: $t_1 = 0{,}7C_1R_1$ и $t_2 = 0{,}7C_2R_2$. Эти величины и определяют длительность импульсов на выходе мультивибратора (t_1), интервал между ними (t_2) и частоту ($1/t_2$).

Изменение или регулировку частоты колебаний мультивибратора проще всего осуществлять изменением сопротивления резистора $R = R_1 = R_2$.

Расчет симметричного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (см. рис. 8.14) проводят следующим образом:

1. По заданной максимальной частоте генерации выбирают тип транзистора (исходя из условия $f_{h21б} > 5f$), обеспечивающего форму выходных импульсов, близкую к прямоугольной.

2. Напряжение источника питания выбирают по заданному напряжению $U_{и.п} \approx 1{,}2\ U_{вых}$.

3. Сопротивление резистора $R_к$ вычисляют по соотношению $R_к \approx U_{и.п}/I_К$, где $I_К \leqslant I_{К.доп}$; обычно $R_к = 1 \div 3$ кОм.

4. Сопротивление в цепи базы находят по условию $R_1 = R_2 \leqslant h_{21э}R_к$.

5. Емкости конденсаторов определяют из выражений $C_1 = t_1/0{,}7R_1$; $C_2 = t_2/0{,}7R_2$. Практическая схема симметричного мультивибратора для генерирования прямоугольных импульсов с частотой следования от 160 Гц до 100 кГц приведена на рис. 8.15. Для изменения частоты следования импульсов необходимо изменить значения величин C_1 — C_4 и R_3 — R_6 согласно табл. 8.1. На рис. 8.16 приведена схема генератора прямоугольных импульсов на интегральной микросхеме К1ТШ221Г. При изменении емкости конденсатора C_1 от 50 мкФ до 15 пФ частота генерируемых импульсов изменяется от 0,5 Гц до 500 кГц.

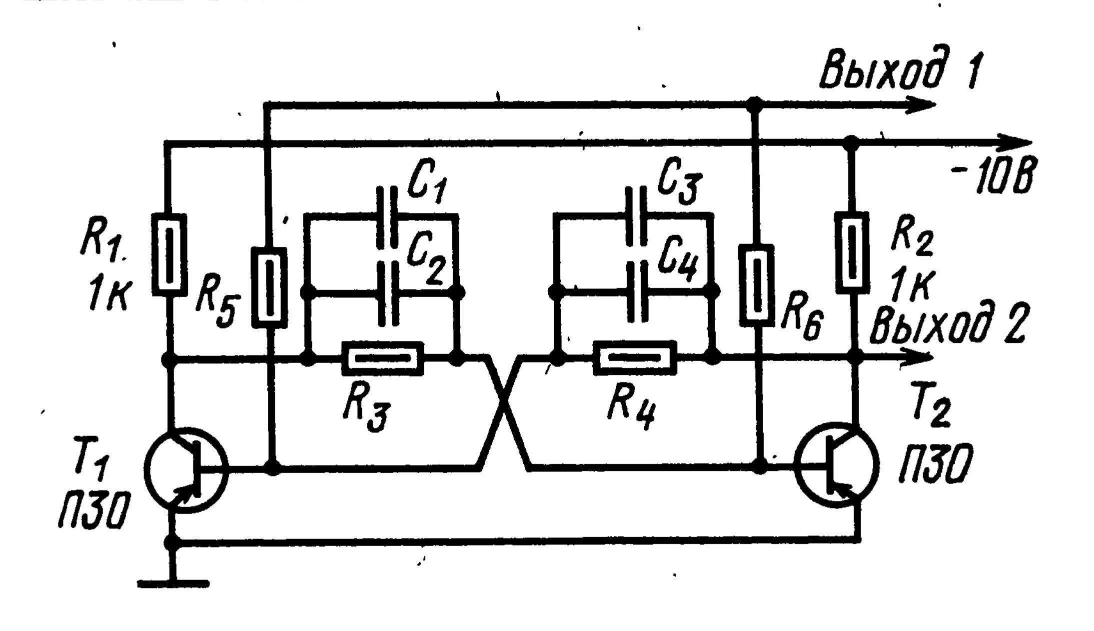


Рис. 8.15

Таблица 8.1. **К расчету симметричного мультивибратора**

Емкость конденсаторов, пФ		Сопротивление резисторов, кОм		Частота следования импульсов, кГц
C_1 и C_3	C_2 и C_4	R_3 и R_4	R_5 и R_6	
100 000	3 300	24	75	0,160
100 000	10 000	24	33	0,250
47 000	22 000	24	33	0,400
47 000	1 300	24	33	0,600
33 000	1 300	24	27	1,0
22 000	—	24	27	1,6
10 000	1 300	24	33	2,5
6 800	560	24	33	4,0
4 700	300	24	33	6,0
3 300	—	24	30	10
1 500	430	24	33	16
1 000	220	24	30	25
470	300	24	30	40
300	220	24	30	60
220	68	36	30	100

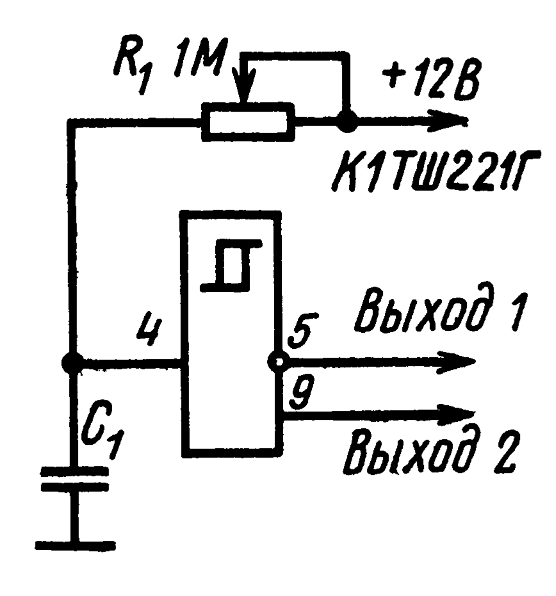


Рис. 8.16

Плавная регулировка частоты обеспечивается потенциометром R_1. Амплитуда выходных импульсов —2В на выходе *1* и +6 В на выходе *2*.

Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью. Ждущий мультивибратор (одновибратор, кипп-реле) с эмиттерной связью (рис. 8.17, *а*) является ждущим генератором импульсов прямоугольной формы. При поступлении на его вход короткого запускающего импульса на выходе вырабатывается прямоугольный импульс, длительность которого определяется элементами цепи.

Ждущий мультивибратор характеризуется наличием одного устойчивого состояния (транзистор T_1 закрыт, T_2 открыт) и одного временно

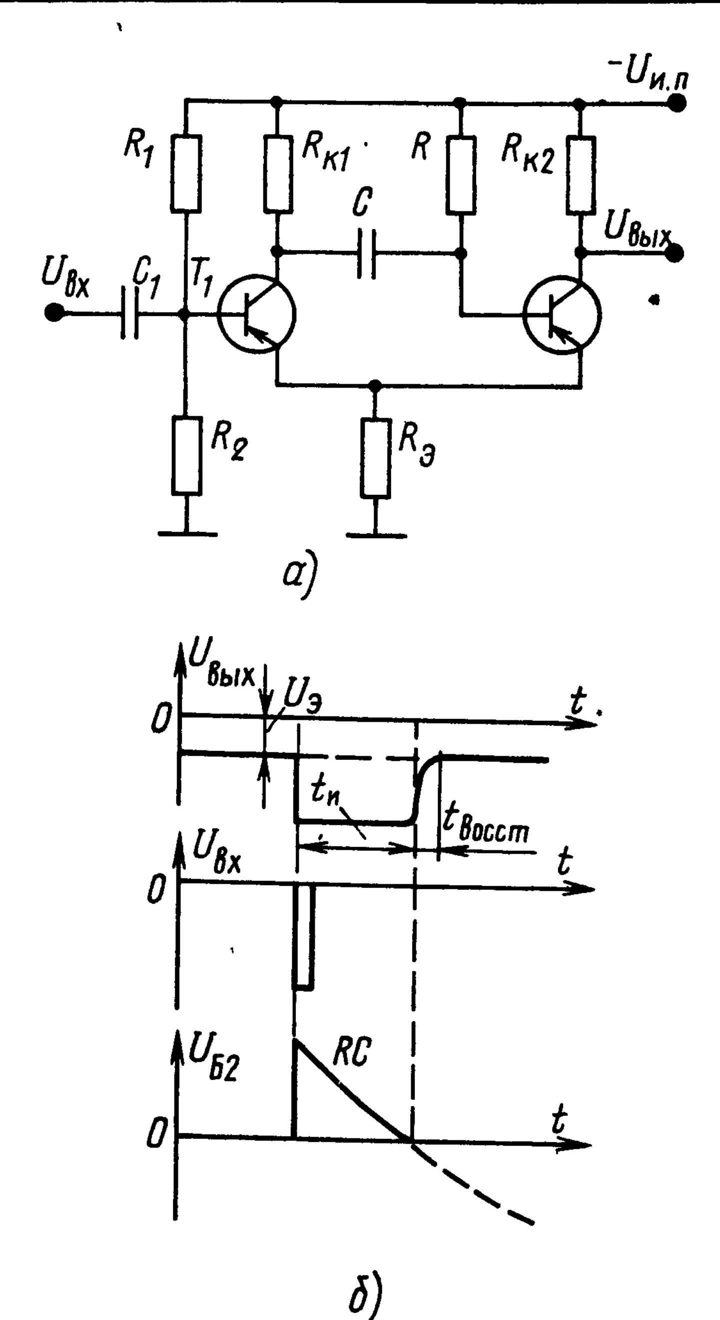


Рис. 8.17

устойчивого (транзистор T_1 открыт, T_2 закрыт), вызванного подачей на вход отрицательного импульса. Длительность временно устойчивого состояния обычно много больше длительности входного импульса. Исходное устойчивое состояние достигается таким выбором сопротивлений резисторов R_1, R_2, $R_э$, что напряжение $U_{ЭБ}$ транзистора T_1 оказывается положительным.

При подаче короткого отрицательного импульса на вход (рис. 8.17, *б*) транзистор T_1 открывается и напряжение конденсатора оказывается приложенным положительным полюсом к базе транзистора T_2, что приводит к его закрыванию. Транзистор T_2 остается закрытым до тех пор, пока напряжение на его базе не уменьшится вследствие разряда конденсатора C по цепи RC до $-U_э$.

Расчет ждущего мультивибратора с эмиттерной связью (см. рис. 8.17, *а*) проводят в следующем порядке:

1. Определяют напряжение источника питания $U_{и.п} = U_{вых} + R_э I_{К2} = U_{вых} + (2 \div 3)\,B$.

2. По заданной частоте следования импульсов и напряжению выбирают транзисторы с учетом условия $I_{К2} = (2 \div 3) I_{К1}$.

3. Рассчитывают сопротивления резисторов $R_э \leqslant (U_{и.п} - U_{вых})/I_{К2}$; $R_{к1} = U_{и.п}/I_{К1} - R_э$; $R_{к2} = U_{и.п}/I_{К2} - R_э$.

4. Рассчитывают сопротивления резисторов

$$R_1 \geqslant \frac{h_{21э} I_{к2}(R_{к1} + R_э) - h_{21э} U_{и.п}}{h_{21э} I_{КБО\,max} + I_{к2}};$$

$$R_2 = \frac{h_{21э} R_1 R_э}{h_{21э} R_{к1} - R_1}.$$

5. Сопротивление резистора $R_б$ определяют из условия насыщения транзистора T_2:

$$R_б \leqslant h_{21э} \frac{U_{и.п} - R_э I_{к2}}{I_{к2}} = h_{21э} R_{к2}.$$

6. По заданной длительности импульсов определяют емкость конденсатора C по формуле $t_и = 0{,}7RC$.

Правильность выбора емкости конденсатора C проверяют из следующего условия: время восстановления цепи должно быть меньше интервала между импульсами, т. е.

$$t_{восст} < T = (4 \div 5)\, C\,(R_{к1} + R_э).$$

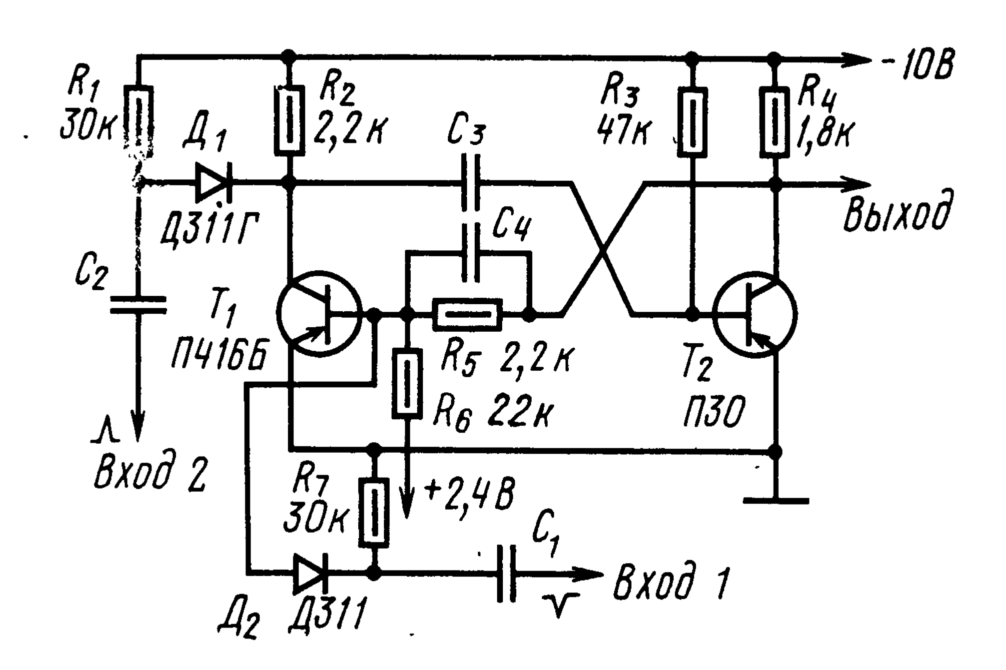


Рис. 8.18

На рис. 8.18 приведена практическая схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями, предназначенного для формирования прямоугольных импульсов длительностью от 10 до 2500 мкс. Запуск мультивибратора осуществляется отрицательным импульсом по входу *1*, открывающим транзистор T_1, или положительным импульсом по входу *2*, закрывающим транзистор T_2. Амплитуда входного импульса +3 или —2,5 В, длительность — не менее 0,3 мкс. Амплитуда выходных импульсов — не менее 7 В.

Длительность выходных импульсов и максимальная частота следования входных импульсов зависят от параметров элементов, которые приведены в табл. 8.2.

Таблица 8.2. **Параметры элементов ждущего мультивибратора**

Емкость конденсаторов, пФ				Длительность импульсов, мкс	Максимальная частота следования импульсов, кГц
C_1	C_2	C_3	C_4		
100	270	390	56	10	20
180	150	1 600	150	50	10
180	130	3 300	150	100	5
200	130	22 000	200	500	1
200	130	100 000	200	2 500	0,2

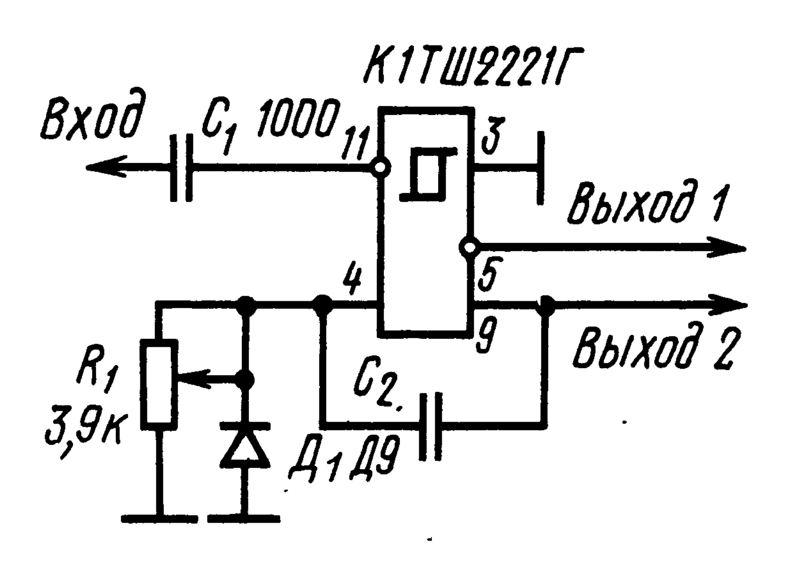


Рис. 8.19

На рис. 8.19 приведена схема ждущего мультивибратора на интегральной микросхеме К1ТШ221Г. Запускается мультивибратор импульсами положительной полярности длительностью от 1 до 10 мкс и амплитудой от 2 до 7 В. При изменении емкости конденсатора C_2 от 3000 пФ до 500 мкФ длительность выходного импульса изменяется от 10 мкс до 10 с. Переменный резистор R_1 позволяет плавно регулировать длительность выходных импульсов. С выхода *1* снимают импульсы положительной полярности амплитудой 6 В, с выхода *2* — отрицательной полярности амплитудой 8 В.

Блокинг-генераторы — однокаскадные релаксационные генераторы кратковременных (до нескольких наносекунд) импульсов с индуктивной обратной связью. Они могут работать в режиме автоколебаний и в ждущем режиме. Их отличительная особенность — возможность получения чрезвычайно высокой скважности (до десятков тысяч), которую не позволяет получить никакой другой генератор. При этом лампа или транзистор находятся в облегченном тепловом режиме. Блокинг-генераторы могут работать также в режиме синхронизации или деления частоты. Эти свойства позволяют широко использовать блокинг-генераторы в делителях частоты, счетчиках импульсов, источниках мощных импульсов, запоминающих устройствах, генераторах пилообразного напряжения и др.

Схема блокинг-генератора на транзисторе приведена на рис. 8.20.

Рассмотрим физические процессы в блокинг-генераторе. Пусть в первый момент времени транзистор открылся и в коллекторной цепи начал протекать ток $I_К$. Вторичная обмотка транзистора (обмотка обратной связи) включена так, что под действием возникающей в ней

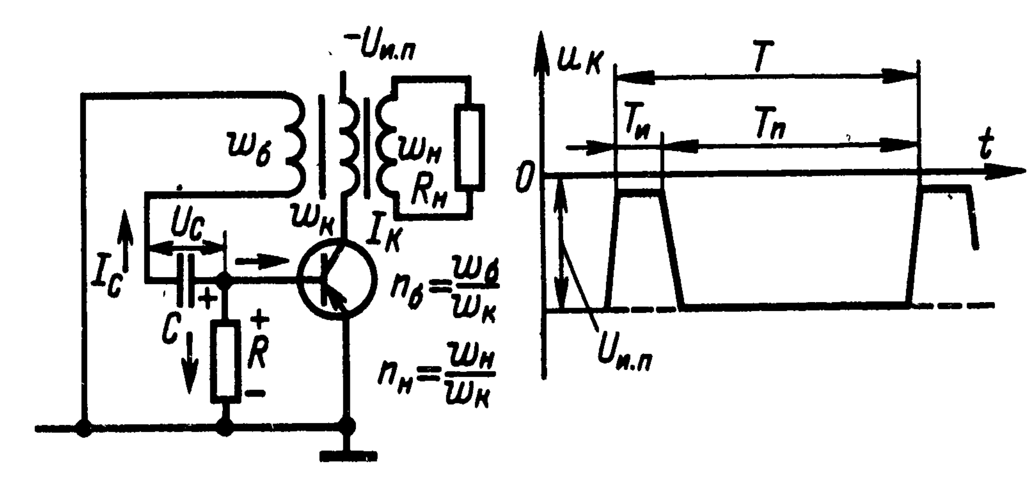


Рис. 8.20

ЭДС взаимоиндуктивности через базу транзистора протекает ток положительного направления и потенциал базы понижается. Это приводит к дальнейшему увеличению тока коллектора, который протекает столь быстро, что можно считать, что конденсатор не успевает заряжаться. Лавинообразный процесс (блокинг-процесс) увеличения тока коллектора прекращается, когда транзистор насыщается; ЭДС взаимоиндуктивности падает до нуля и ток во вторичной обмотке начинает убывать. Это вызывает появление в ней ЭДС индуктивности, поддерживающей ток прежнего направления, который постепенно убывает по мере заряда конденсатора C. Конденсатор заряжается, приобретая положительный потенциал на базовом электроде по цепи базовая обмотка трансформатора — открытый транзистор. Ток коллектора с повышением потенциала базы уменьшается, что приводит к увеличению потенциала базы за счет ЭДС взаимоиндуктивности в цепи ПОС. Это в свою очередь приводит к дальнейшему уменьшению тока коллектора, т. е. транзистор закрывается. К моменту его закрывания напряжение на конденсаторе достигает некоторого максимального значения U_C. После закрывания транзистора конденсатор начинает разряжаться по цепи базовая обмотка трансформатора — резистор R — источник питания $U_{и.п}$. Ток перезаряда создает на резисторе R падение напряжения (полярность его указана на рис. 8.20), и транзистор остается закрытым до момента, пока напряжение на базе не станет близким нулю. После этого он начинает открываться.

Временная диаграмма выходного напряжения блокинг-генератора приведена на рис. 8.20.

С достаточной для практики точностью период следования импульсов можно определить по формуле $T \approx T_и = RC\ln(1+n)$, где n — отношение числа витков катушки в базовой цепи к числу витков катушки в коллекторной цепи.

Усилители постоянного тока. Усилители постоянного тока часто бывают необходимы для усиления сигнала датчика до значения, необходимого для дальнейшего преобразования сигнала. На рис. 8.21 и 8.22 приведены схемы высокочувствительных усилителей на интегральных микросхемах К1УТ401А и К1УТ401Б, которые могут усиливать сигнал, например, от фотодиода, термопары и других чувствительных элементов.

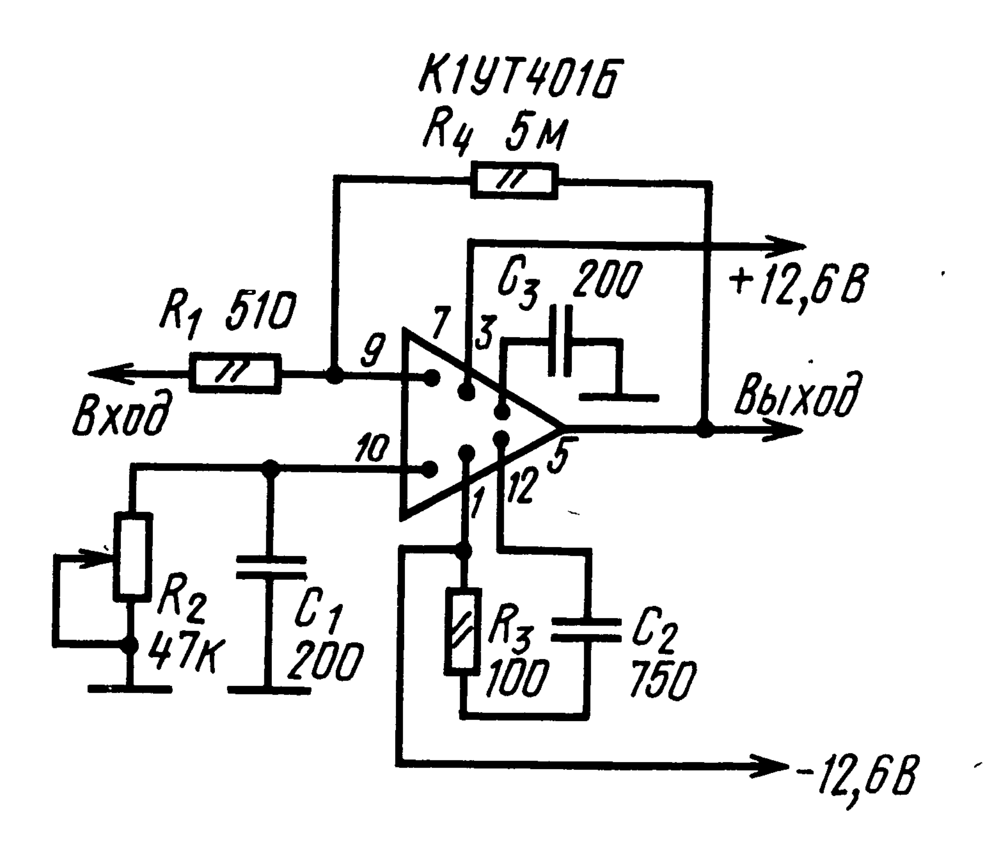


Рис. 8. 21

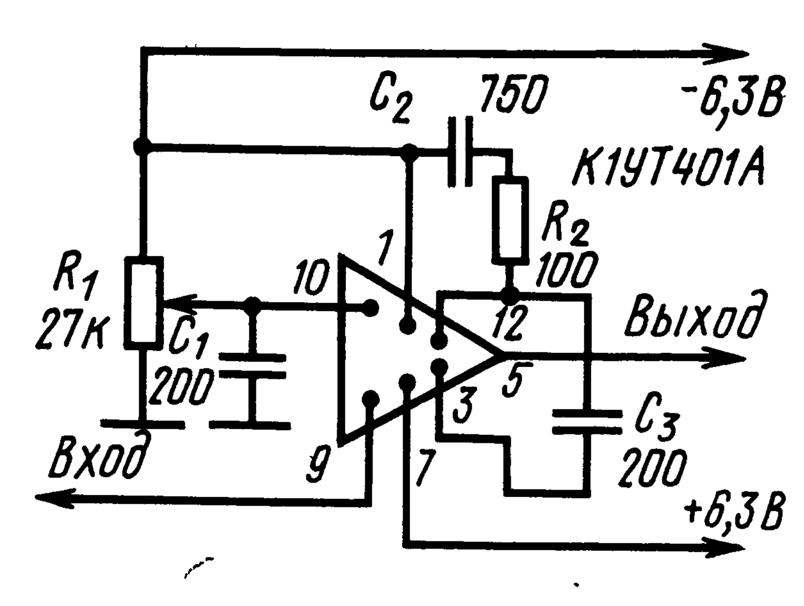


Рис. 8.22

Для усилителя на рис. 8.21 $U_{вх\,max} = 8$ мкА; $K_{ус} = 2000 \div 10\,500$; $U_{вых} = +8 \div -6{,}3$ В; $R_н \geqslant 700$ Ом.

Для усилителя на рис. 8.22 $U_{вх} \geqslant 5$ мкА; $U_{вых} = +3{,}5 \div 3$ В; $R_н = 700$ Ом.

8.3. АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

Описанные здесь устройства далеко не исчерпывают возможностей построения аналоговых автоматических устройств. Это характерные примеры, по типу которых можно построить приборы различного назначения.

Влагомер. На рис. 8.23 приведена схема влагомера зерна с индуктивно-емкостным датчиком (рис. 8.24), представляющим собой колебательный контур из плоской катушки *1* и двух параллельных пластин *2*, образующих конденсатор. При изменении влажности зерна изменяется емкость конденсатора датчика и соответственно изменяется эмиттерный ток транзистора T_1. Индикатором служит микроамперметр на 0—50 мкА. Сопротивление R_8 позволяет изменять диапазон измерения влажности.

Устройство для измерения температуры, освещенности и влажности почвы. Схема прибора приведена на рис. 8.25. Прибор позволяет измерять температуру от 0 до +50° С с точностью ±0,5° С, освещенность — от 3000 до 50 000 лк с точностью ±5%, влажность — от 5 до 40% с точностью ±3 %. Прибор питается от двух батарей 3336Л.

Режим работы прибора изменяется переключателем B_1: в положении *1* измеряется влаж-

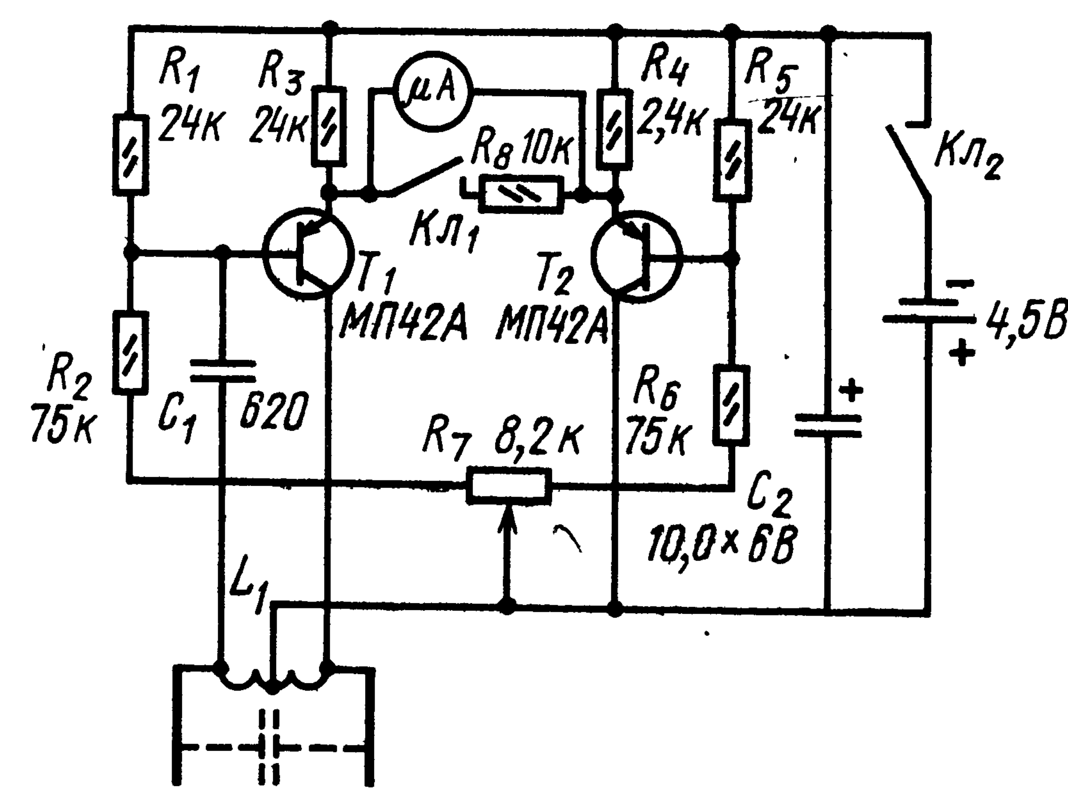


Рис. 8.23

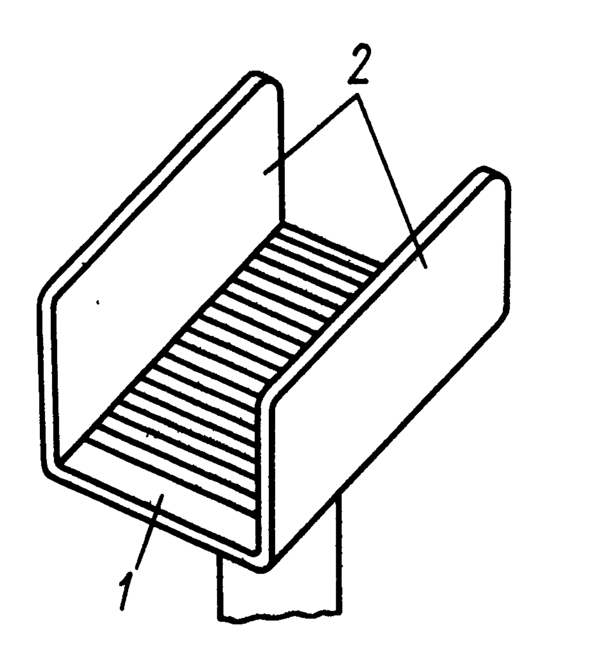


Рис. 8.24

ность; в положении *2* — освещенность; в положении *4* — температура; в положении *3* проводится проверка прибора.

Датчиком температуры служит терморезистор R_4 (ММТ1или КМТ-1), включенный в одно из плеч моста, образованного резисторами R_1 — R_5. Резистором R_1 мост балансируют, так, чтобы ток микроамперметра (М24 на 100 мкА) был равен нулю при 0° С.

Освещенность измеряют при помощи фотоэлемента $Л_1$, ток которого измеряют тем же прибором *И*.

Влажность измеряют дифференциальным емкостным датчиком C_{x_1} — C_{x_2}, включенным в контуры $L_4C_9C_{10}$ и $L_5C_{14}C_{15}$, связанные с контуром генератора на транзисторе T_1. Датчик представляет собой два электрода из нержавеющей стали ∅ 3 мм и длиной 25 мм, закрепленных на фторопластовом изоляторе на расстоянии 13 мм друг от друга в центре стакана из нержавеющей стали ∅ 25 мм. Стакан соединяется с «землей» устройства.

При положении *1* переключателей B_1 и B_2 (измерение влажности) напряжение, снимаемое с контуров $L_4C_9C_{10}C_{x_1}$ и $L_5C_{14}C_{15}C_{x_2}$, выпрямляется диодами $Д_2$ — $Д_5$ и через резисторы R_{12} и R_{13} подается на прибор *И*. При увеличении влажности почвы емкости датчика увеличиваются, при этом резонансная частота контура $L_4C_9C_{10}C_{x_1}$ приближается к частоте генератора, а контура $L_5C_{14}C_{15}C_{x_2}$ уходит от нее. В положениях *2* (нуль) и *3* (чувствительность) переключателя B_2 контролируют отклонение стрелки прибора на начальную и конечную отметки шкалы перед измерением влажности. Конденсаторы C_9 и C_{14} типа КТ-1а-М1300, кварц K_b РПК-7 с резонансной частотой 9,125 МГц.

Все катушки намотаны на фторопластовых каркасах ∅ 9 мм, сердечники типа СЦР-1. Катушки

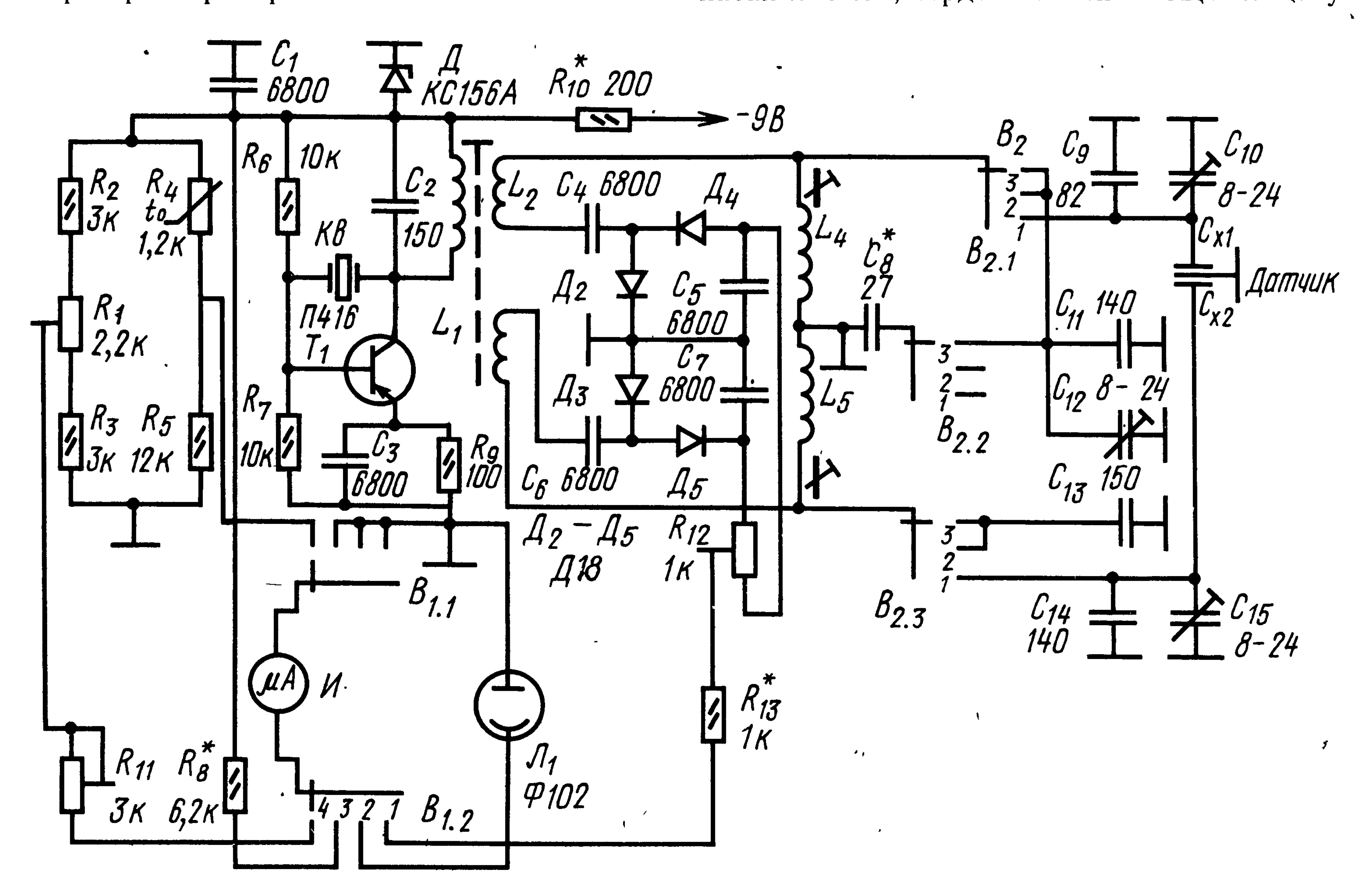


Рис. 8.25

L_1 — L_3 имеют соответственно 17,8 и 8 витков провода ПЭЛ 0,55, намотка — виток к витку, L_1 и L_3 намотаны поверх катушек L_1. Между L_1, L_2 и L_3 проложен незамкнутый слой медной фольги. Катушки L_4 и L_5 содержат соответственно 16 и 20 витков того же провода, намотка — внавал, длина намотки 5 мм, расстояние между катушками 20 мм.

При градуировке устройства по температуре терморезистор помещают в тающий лед и в воду с температурой 50° С. При градуировке по освещенности освещенность измеряют образцовым люксметром, например Н-16. Градуируя влажность, датчик помещают в почву 5%-ной влажности и конденсаторами C_{10} и C_{15} устанавливают стрелку прибора *И* на нуль, заполнив датчик почвой с максимальной влажностью, резисторами R_{12} и R_{13} устанавливают стрелку на конец шкалы.

Устройство для обнаружения металлических предметов. Устройство по схеме на рис. 8.26

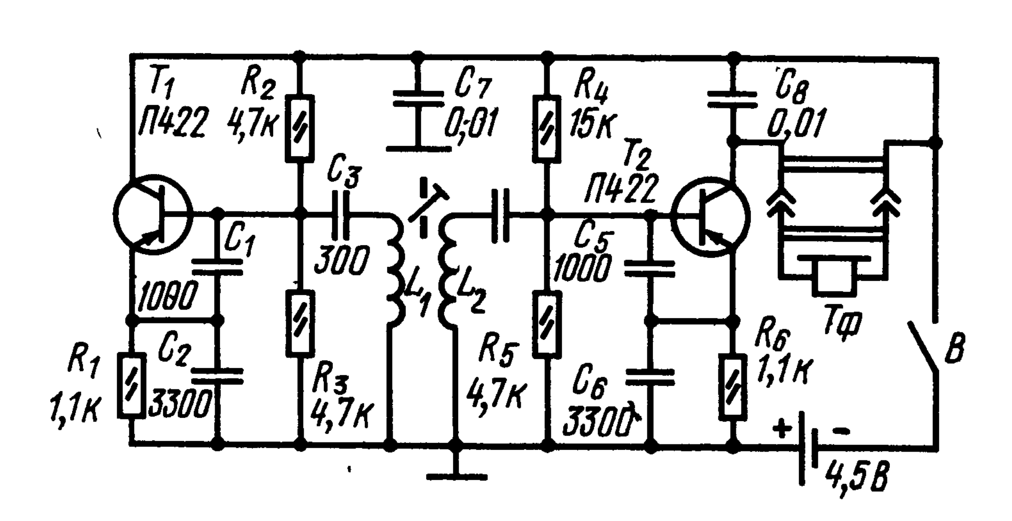


Рис. 8.26

состоит из генератора высокой частоты на транзисторе T_1 с датчиком L_1 и приемника гетеродинного типа на транзисторе T_2. Датчик L_1 представляет собой прямоугольную рамку размером 175×230 мм из 32 витков провода ПЭВ-2 0,35.

При появлении вблизи рамки металлического предмета изменяется индуктивность датчика, а следовательно, и частота генератора. Изменение частоты регистрируется приемником: если первоначально генератор настроен на 465 кГц, а гетеродин приемника на 465,5 кГц, то в телефонах *Тф* будет прослушиваться сигнал частотой 500 Гц. При приближении катушки L_1 к металлическому предмету тональность сигнала в телефонах будет изменяться.

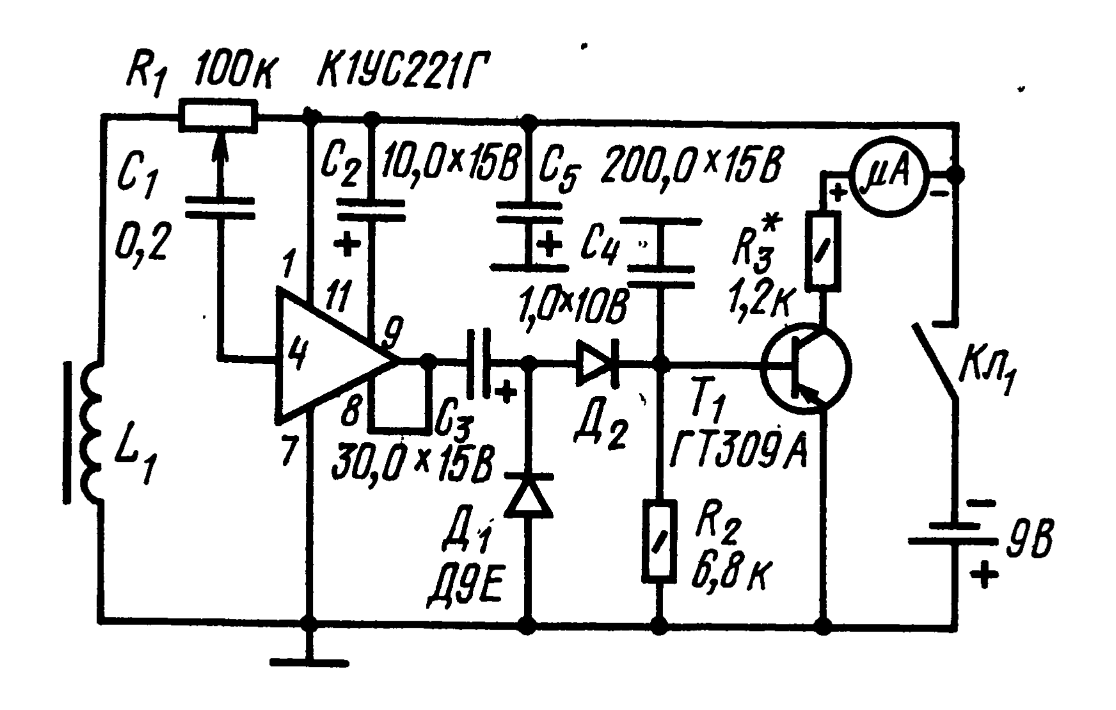


Рис. 8.27

Катушка L_2 намотана одновременно на два соприкасающихся цилиндрических каркаса ∅7 мм со стержнями из феррита 400НН и содержит 55 витков провода ПЭЛШО 0,2.

В устройстве применяют телефоны ТОН-1 или ТОН-2, включенные параллельно, чтобы их общее сопротивление было 800—1200 Ом; батарея питания 3336Л или три элемента 316, 343.

Устройство для обнаружения скрытой проводки. Для обнаружения в стенах помещений силовых или электрических проводов можно воспользоваться устройством, схема которого приведена на рис. 8.27. Устройство состоит из датчика L_1, усилителя переменного тока на микросхеме, выпрямителя на диодах $Д_1$ и $Д_2$ и усилителя постоянного тока на транзисторах T_1 и T_2.

Катушка L_1 содержит 3000 витков провода ПЭЛ 0,12, намотанного внавал на картонном каркасе, имеющем 10 секций шириной по 8 мм. Внутрь каркаса вставлен отрезок ферритового стержня М400НН-3 ∅ 8 мм и длиной 80 мм.

8.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

Реле времени (рис. 8.28). Оно позволяет устанавливать выдержки времени от 1 до 60 с или от 1 до 60 мин с погрешностью ±5%.

Устройство состоит из блока питания на диодах $Д_1$ — $Д_4$ и стабилитрона $Д_5$, времязадающего узла, включающего конденсаторы C_3 и C_4, резисторы R_4 и R_5, диод $Д_6$ и стабилитрон $Д_7$.

В исходном состоянии транзистор T_1 открыт, T_2 закрыт, ток в реле *Р* отсутствует. При нажатии на кнопку *Кн* конденсатор C_3 (или C_4) быстро заряжается до напряжения источника питания через диод $Д_6$. После отпускания кнопки конденсатор начинает разряжаться через резисторы R_4, R_5. Положительное напряжение конденсатора через стабилитрон $Д_7$ закрывает транзистор T_1, транзистор T_2 открывается, реле *Р* срабатывает. Когда конденсатор C_3 (или C_4) разрядится до напряжения стабилизации стабилитрона $Д_7$, транзистор T_1 откроется, закроется транзистор T_2 и реле *Р* возвратится в исходное состояние.

Реле *Р* типа РЭС-10 (паспорт РС4.524.303П2) или РЭС-22 (паспорт РФ4.500.129П2). Диоды $Д_8$ и $Д_9$ включены последовательно.

Реле времени на транзисторе (рис. 8.29). Для обработки цветных отпечатков в фотографических процессах реле обеспечивает время экспонирования от 0,5 до 150 с и время обработки отпечатков в растворах 3—5 мин.

При нажатии кнопки *Кн* выпрямитель включается в сеть и конденсатор C_1 почти мгновенно

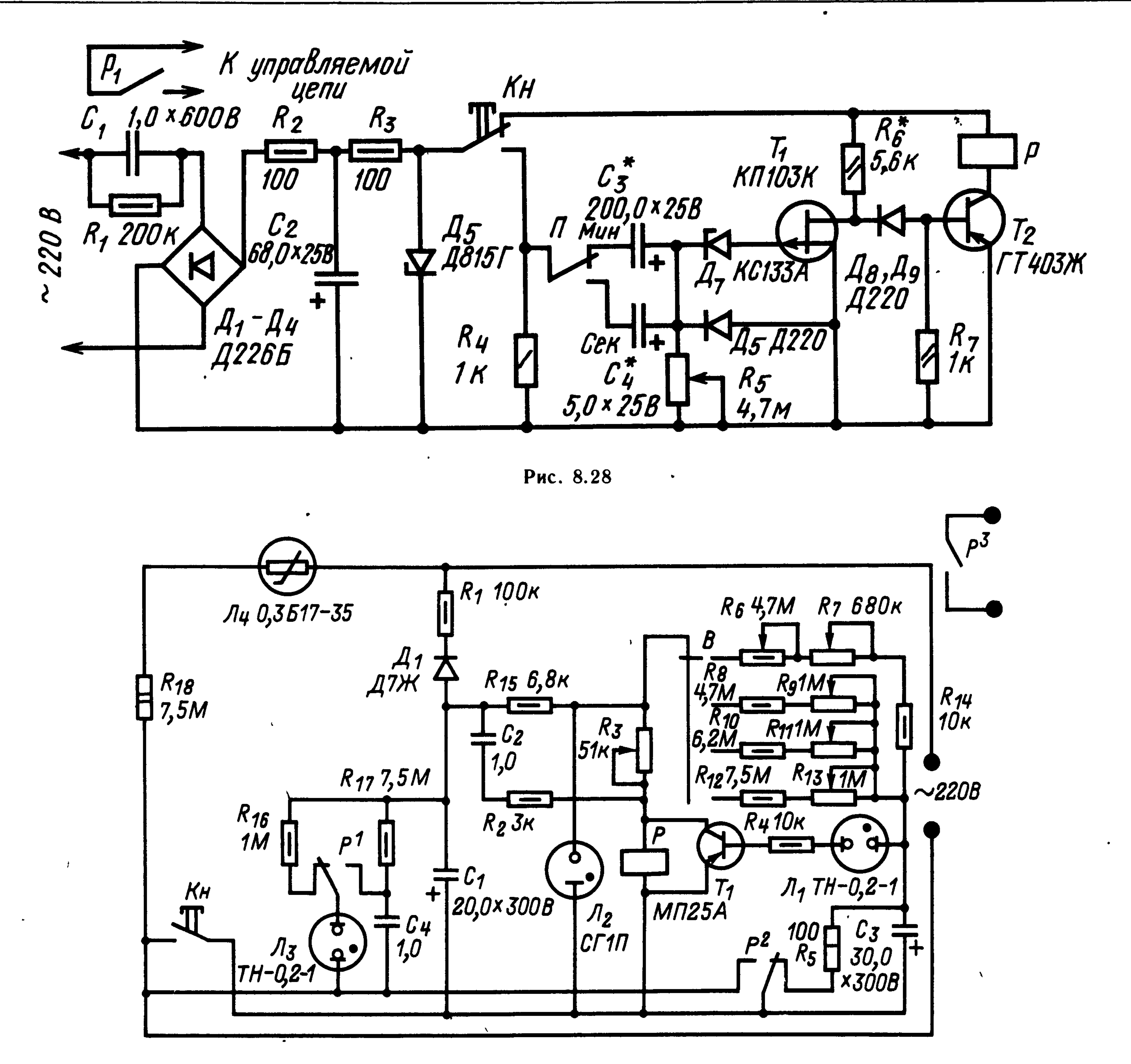


Рис. 8.28

Рис. 8.29

заряжается. Импульс тока через конденсатор C_2 и резистор R_2 подается на обмотку реле P, которое срабатывает и контактами P^2 блокирует кнопку, а контактами P^1 включает релаксационный генератор ($Л_3$, C_4, R_{17}). Отдельные вспышки неоновой лампы $Л_3$ свидетельствуют о нормальной работе реле времени. В дальнейшем якорь реле удерживается в притянутом положении током, протекающим через резистор R_3 и обмотку реле.

Конденсатор C_3 заряжается от стабилизатора напряжения $Л_2R_{15}$. Изменяя сопротивление резисторов R_6 и R_7, можно изменять время выдержки от 0,5 до 150 с. Когда напряжение на конденсаторе C_3 достигает напряжения зажигания неоновой лампы $Л_1$, лампа зажигается, на базу транзистора T_1 подается отрицательное смещение и транзистор открывается. Реле, шунтированное малым сопротивлением транзистора, отключает контактами P^2 и P^3 выпрямитель и лампу увеличителя от сети. Конденсатор C_3 быстро разряжается через резистор R_5, и реле времени готово к следующему циклу.

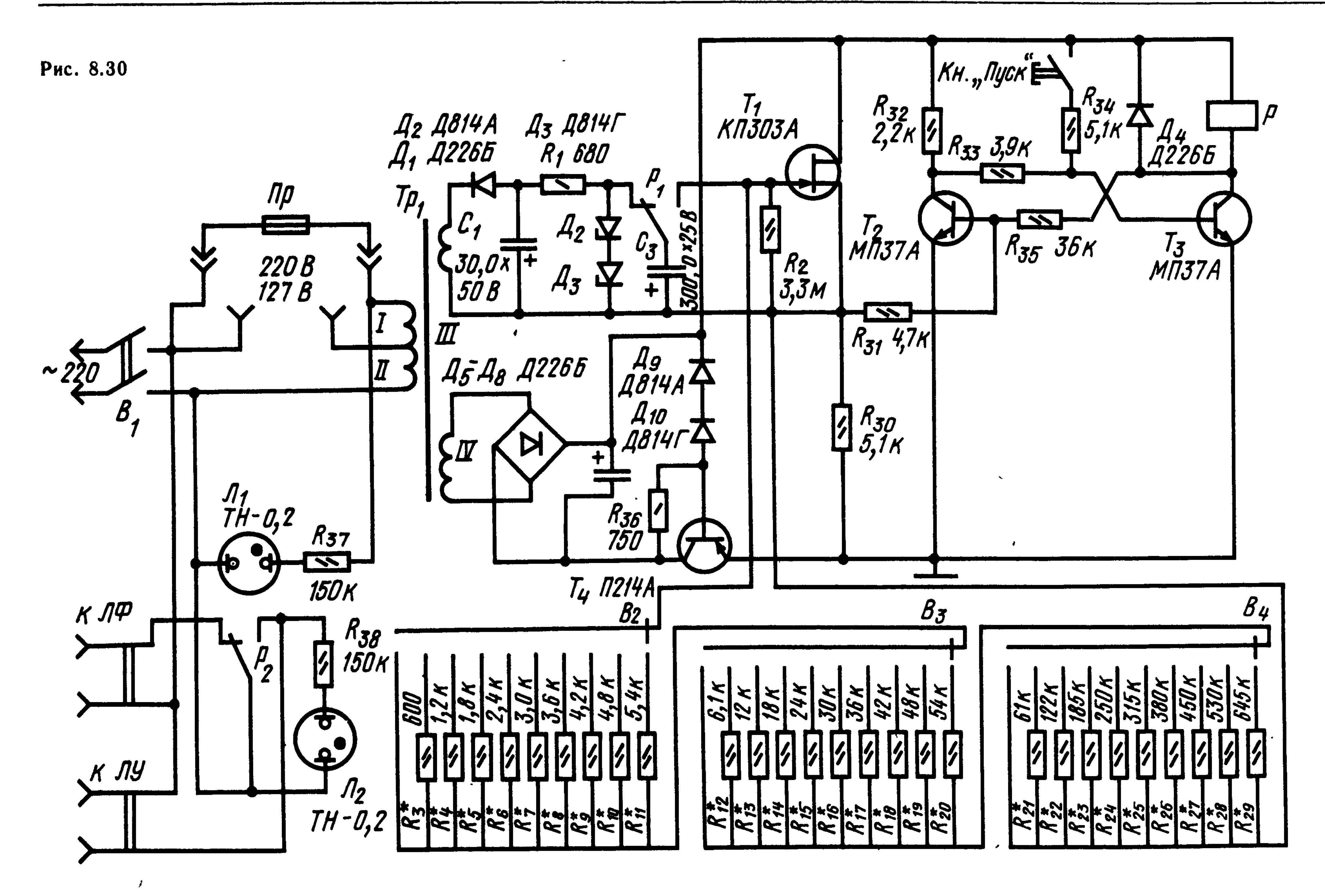
В устройстве можно использовать любой маломощный низкочастотный транзистор с возможно более высоким допустимым напряжением между коллектором и эмиттером. Сопротивления резисторов R_2 и R_3 подбирают в зависимости от типа примененного реле. При $R_3=51$ кОм ток срабатывания реле должен быть 2,5—3 мА. Об окончании выдержки сигнализирует лампа $Л_3$.

Прибор питается от сети через бестрансформаторный однополупериодный выпрямитель $Д_1C_1$. Резистор R_1 ограничивает импульс тока при включении выпрямителя в сеть. Чтобы исключить влияние сетевого напряжения на длительность выдержек, напряжение, подаваемое на зарядную цепь реле времени, стабилизировано газонаполненным стабилитроном $Л_3$.

Так как с изменением температуры нити лампы увеличителя при колебаниях сетевого напряжения меняется и спектральный состав света, излучаемого лампой, напряжение накала ее должно быть стабилизировано. С этой целью в приборе применен бареттер $Л_4$ (для лампы увеличителя мощностью 60 Вт).

Реле времени на полевом транзисторе (рис. 8.30). Предназначено для установки времени экспонирования при фотопечати от 1 до 999 с (16 мин 39 с) через 1 с. Устройство состоит из триггера на транзисторах T_2 и T_3, разрядного каскада на полевом транзисторе T_1, стабилизированного источника на стабилитронах $Д_1$ и $Д_3$ для заряда времязадающего конденсатора C_3 и источника питания со стабилизатором на транзисторе T_4.

Рис. 8.30



В исходном состоянии транзистор T_3 закрыт, ток в реле P отсутствует, конденсатор C_3 подключен к источнику напряжения контактами P^1.

При нажатии кнопки *Кн.* «Пуск» открывается транзистор T_3, срабатывает реле P и конденсатор C_3 подключается к затвору транзистора T_1; транзистор закрывается. Напряжение на резисторе R_{30} исчезает и транзистор T_2 также закрывается. Транзистор T_1 остается закрытым до тех пор, пока конденсатор C_3 разряжается через резисторы R_2 — R_{29} и напряжение на затворе транзистора T_1 не повысится до напряжения отсечки, при котором он открывается.

Напряжение на резисторе R_{30} и на базе транзистора T_2 возрастает, открывая транзистор T_2 и перебрасывая триггер в исходное состояние.

В устройстве применяется реле РЭН-18 на рабочее напряжение 24 В с сопротивлением обмотки 400—500 Ом. Трансформатор Tp_1 выполнен на сердечнике Ш12×25, обмотка *I* содержит 1500 витков провода ПЭВ-2 0,12, обмотка *II* — 1800 витков провода ПЭВ-2 0,15, обмотки *III* и *IV* — по 290 витков провода ПЭВ-2 0,22.

Реле времени на микросхемах (рис. 8.31). В исходном состоянии ток в реле P отсутствует. При кратковременном нажатии на кнопку *Кн* запускается ждущий мультивибратор на интегральной микросхеме MC_1 и на его выходе появляется высокое напряжение, а на выходе элемента MC_2 — низкое. Через обмотку реле потечет ток, оно срабатывает и контактами P^1 включает исполнительное устройство. Времязадающая цепь ждущего мультивибратора образована резисторами R_2, R_3 и конденсатором C_1. Время выдержки регулируется резистором R_3. При $R_3=0$ оно составляет 1 с, а при $R_3=47$ кОм — более

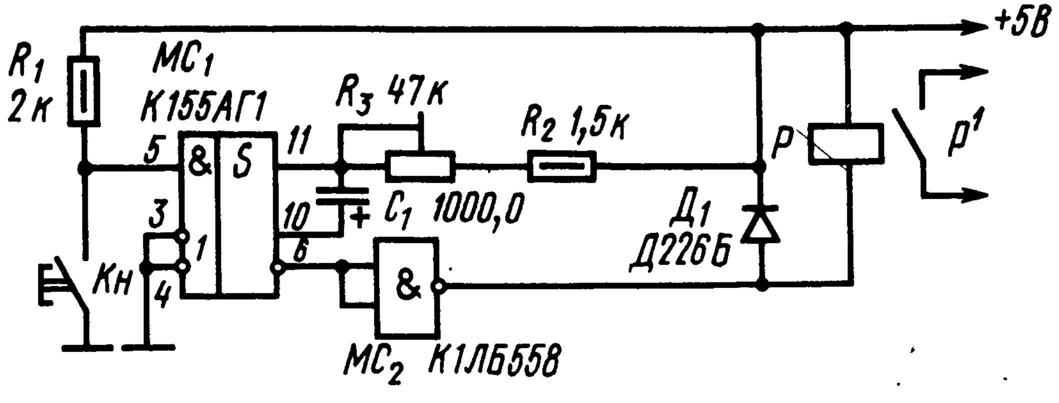


Рис. 8.31

1 мин. Реле P имеет обмотку сопротивлением 280 Ом, ток срабатывания — до 15 мА.

Фотореле предназначены для включения или отключения каких-либо устройств контроля, регулирования или сигнализации при изменении освещенности. Наиболее распространены фотореле, в которых в качестве чувствительных элементов применяют фоторезисторы.

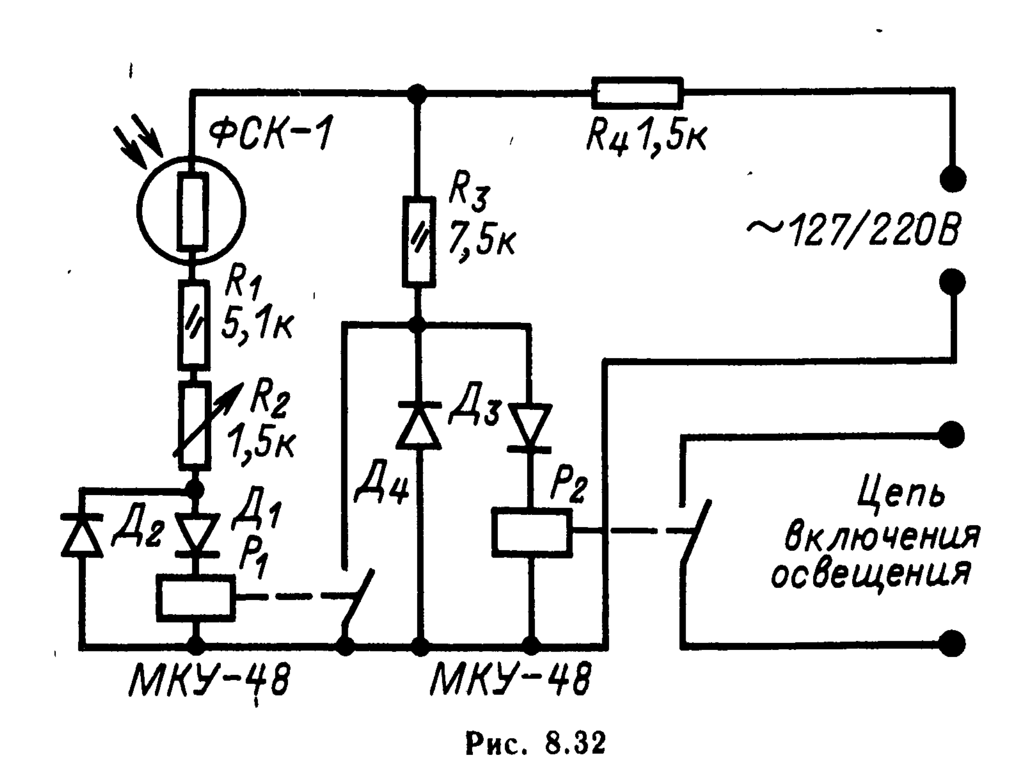


Рис. 8.32

Фотореле для автоматического включения и выключения освещения (рис. 8.32). Фотореле включает освещение при освещенности менее 5 лк и выключает при освещенности более 10 лк.

Резистор R_2 служит для изменения порога срабатывания реле. В устройстве могут быть применены реле МКУ-48 ($I_{\text{сраб}}=22$ мА, $R_{\text{обм}}=1900$ Ом).

Фотореле на транзисторах (рис. 8.33). Фотореле срабатывает при освещении фотодиода $Д_1$. При этом открываются транзисторы T_1 и T_2, вызывая увеличение падения напряжения на резисторе R_2. Когда оно достигает напряжения пробоя стабилитрона, он открывается и открывает транзистор T_3, вызывая срабатывание реле P (типа РЭС-10, паспорт РС4.524.304).

На рис. 8.33, *б* приведена схема фотореле с фоторезистором; его включение и выключение происходят практически при одной и той же ос-

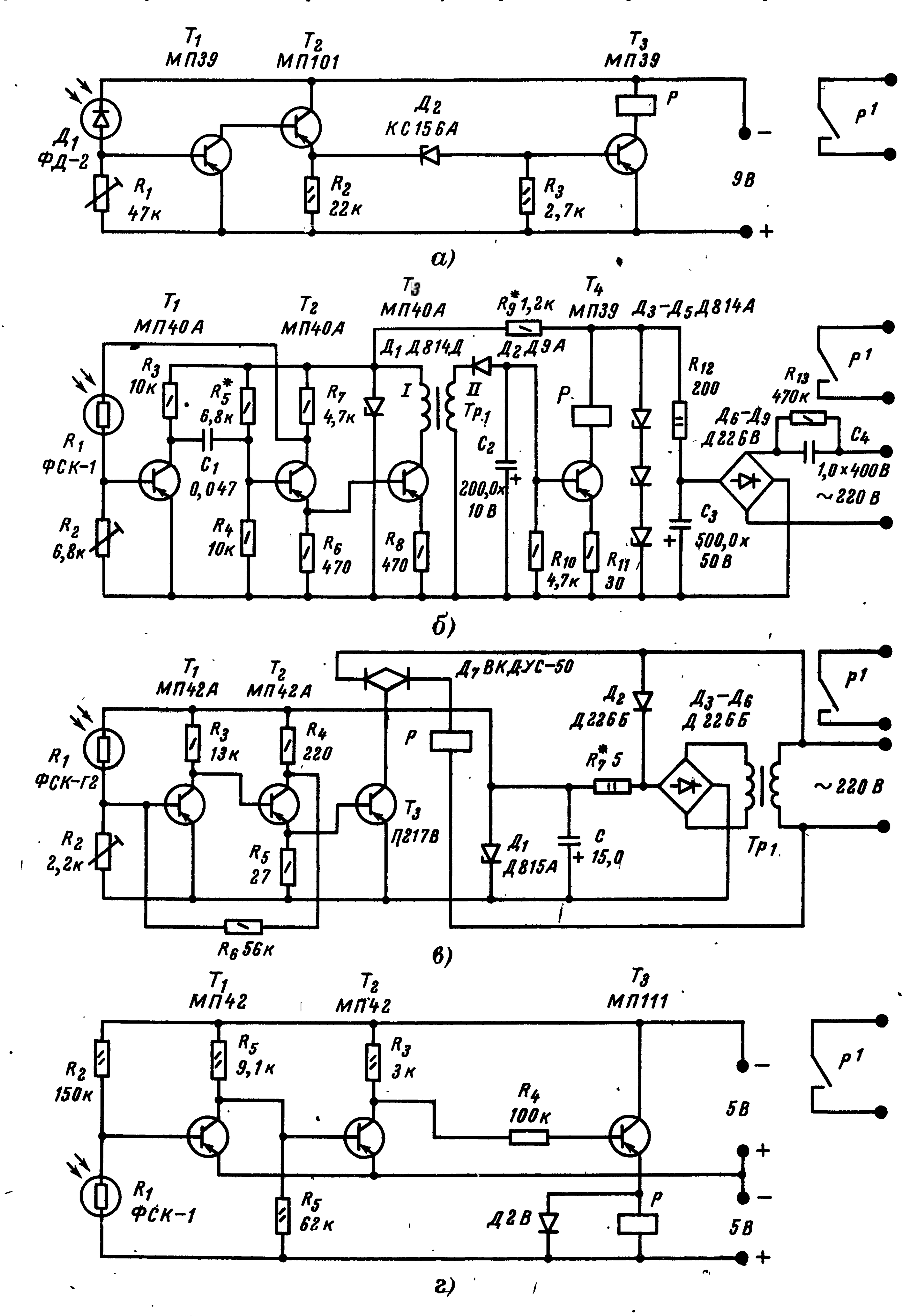


Рис. 8.33

веществености. Фотореле состоит из мультивибратора на транзисторах T_1 и T_2, усилителя T_3, выпрямителя $Д_2$, транзисторного ключа T_4 и блока питания. При малой освещенности сопротивление фоторезистора R_1 велико, ПОС с коллектора транзистора T_2 на базу T_1 мала и мультивибратор не работает. При увеличении освещенности фоторезистора его сопротивление уменьшается, что приводит к самовозбуждению мультивибратора.

Для исключения влияния каскада усиления на стабильность мультивибратора сигнал на базу транзистора T_3 подается с эмиттера транзистора T_2. Нагрузкой транзистора T_3 служит трансформатор $Тр_1$, напряжение со вторичной обмотки которого (после выпрямления диодом $Д_2$) используется для управления ключом T_4, вызывая срабатывание реле (типа РЭС-10, паспорт РС4.524.302 или другое реле с $I_{сраб}=18\div20$ мА). В качестве трансформатора $Тр_1$ может быть использован согласующий трансформатор от любого переносного транзисторного приемника. Обмотка *I* имеет большое число витков. Порог срабатывания регулируется резистором P_2.

На рис. 8.33, *в* приведена схема мощного фотореле на тиристоре. Фотореле состоит из трехкаскадного усилителя на транзисторах T_1 — T_3, ключа на симметричном тиристоре $Д_7$, исполнительного механизма *Р* и блока питания, включающего выпрямительный мост на диодах $Д_3$—$Д_6$ и стабилитрон $Д_1$. Первые два каскада усилителя охвачены ПОС и образуют усилитель постоянного тока. Резистор R_1 позволяет регулировать порог срабатывания фотореле от 25 до 800 лк.

Особенностью фотореле является применение тиристора типа ВКДУС, способного коммутировать токи в сотни ампер. В качестве исполнительного механизма может быть использовано любое реле или другое коммутирующее устройство с током срабатывания 0,25—25 А. Трансформатор $Тр_1$ — понижающий, с коэффициентом трансформации 40.

Транзисторное термостабилизированное фотореле (рис. 8.33, *г*). При затемненном фоторезисторе транзистор T_1 открыт из-за смещения, подаваемого на его базу через резистор R_2. Остаточное напряжение на коллекторе транзистора T_1, равное нескольким десяткам милливольт и подаваемое на базу транзистора T_2, компенсируется напряжением, которое подается через резистор R_2 с «плюсовой» шины дополнительного источника питания. Следовательно, потенциал базы транзистора T_2 приблизительно равен потенциалу общей шины и транзистор полностью закрыт. Транзистор обратной проводимости включен на коллекторную нагрузку транзистора T_2 через резистор R_4.

При освещении фоторезистора его сопротивление падает, что приводит к появлению положительного напряжения на базе транзистора T_1, и транзистор закрывается, а напряжение на его коллекторе уменьшается. Это приводит к перераспределению напряжения на базе транзистора T_2, и транзистор открывается, открывая выходной транзистор T_3.

В устройстве может быть применено реле любого типа с рабочим током не более 20 мА (например, типа РПМ с $I_{сраб}=15$ мА и $R_{обм}=300$ Ом).

Резистор R_2 желательно сделать составным в виде последовательно включенных переменного и постоянного резисторов, что позволит просто настраивать реле.

Настройка реле осуществляется изменением сопротивления резистора R_1 и сводится к тому, чтобы транзистор T_1 вошел в насыщение при затемненном фоторезисторе.

Фотореле со звуковой сигнализацией (рис. 8.34). Фотореле может быть использовано, например, в тире, где мишени «поражают» лучом света, или для сигнализации проникания света в затемненное помещение; устройство питается от двух батарей 3336Л.

Фоторезистор R_1, усилитель на транзисторах T_1 и T_2 и электромагнитное реле *Р* образуют фотореле, а мультивибратор на транзисторах T_3 и T_4 и усилитель на транзисторе T_5 с громкоговорителем $Гр_1$ — звуковой генератор.

Когда фоторезистор не освещен, его сопротивление велико и транзистор T_2 закрыт. При освещении сопротивление фоторезистора уменьшится и ток через обмотку реле увеличится. Реле *Р* сработает, его контакты P^1 разорвут цепь питания фоторезистора, а контакты P^2 включат питание звукового генератора; в громкоговорителе — телефонном капсюле ДЭМ-4м (ДМШ-а) — появится звук. Длительность звука составляет доли секунды и зависит от емкости конденсатора C_1. Конденсатор после отключения

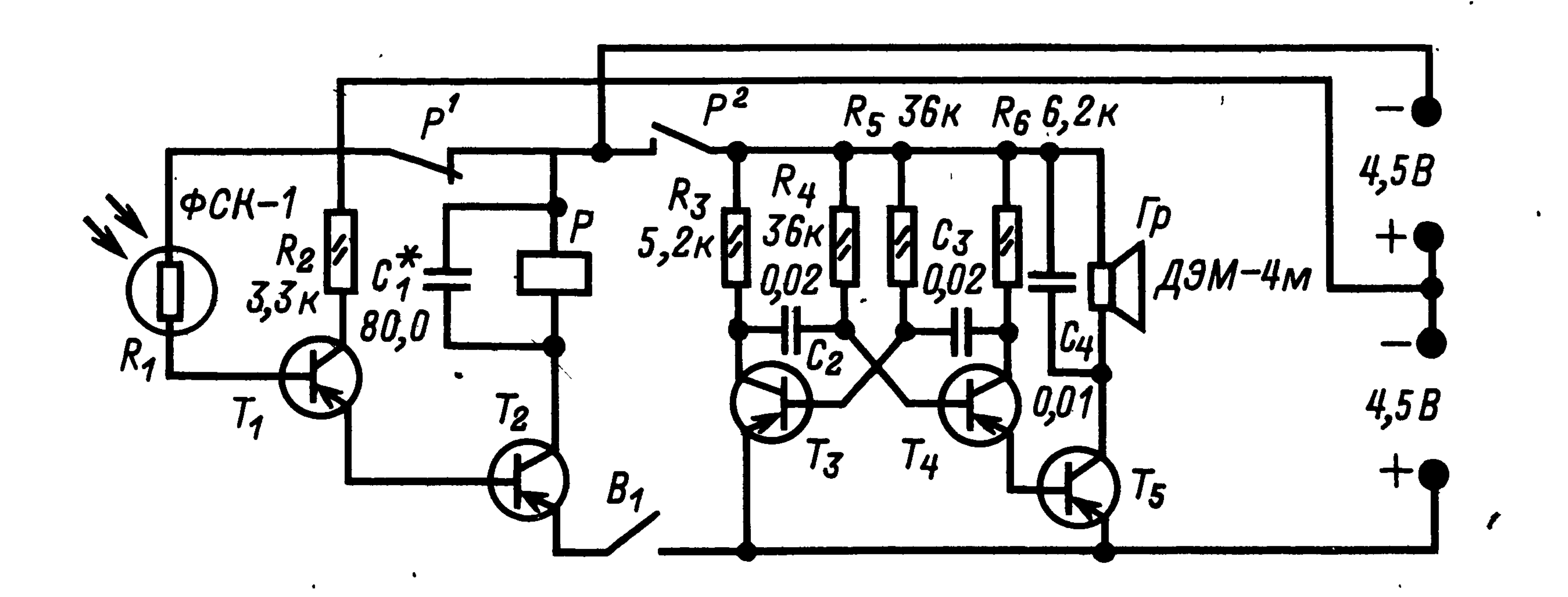


Рис. 8.34

фоторезистора разряжается через обмотку реле, затягивая отпускание его якоря. Как только конденсатор разрядится, контакты P^2 разомкнут цепь питания звукового генератора, а контакты P^1 подключат к транзистору T_1 фоторезистор и цикл повторится.

В приборе можно использовать маломощные низкочастотные транзисторы типов МП39-МП42. Вместо фоторезистора ФСК-1 можно применить ФСК-2, ФСД-1. Наибольшая чувствительность прибора получается при использовании фоторезистора ФСД-1.

Электромагнитное реле может быть любого типа с током срабатывания 10—12 МА (например, типа РКН с $R_{\text{обм}}=400\div800$ Ом).

Широкополосное фотореле высокой чувствительности (рис. 8.35). Фотореле имеет порог срабатывания 0,13—0,3 лк при длительности светового импульса несколько десятых долей миллисекунды.

Первый каскад — корректирующий каскад для фоторезисторов — позволяет в 10^2-10^3 раз повысить быстродействие устройств с фоторезисторами.

Корректирующий каскад собран на транзисторах T_1 и T_2. Выходной сигнал снимается с коллектора транзистора T_1. На транзисторе T_3 собран разделительный каскад, согласующий выходное сопротивление корректирующего каскада и триггера Шмитта (транзисторы T_4, T_5).

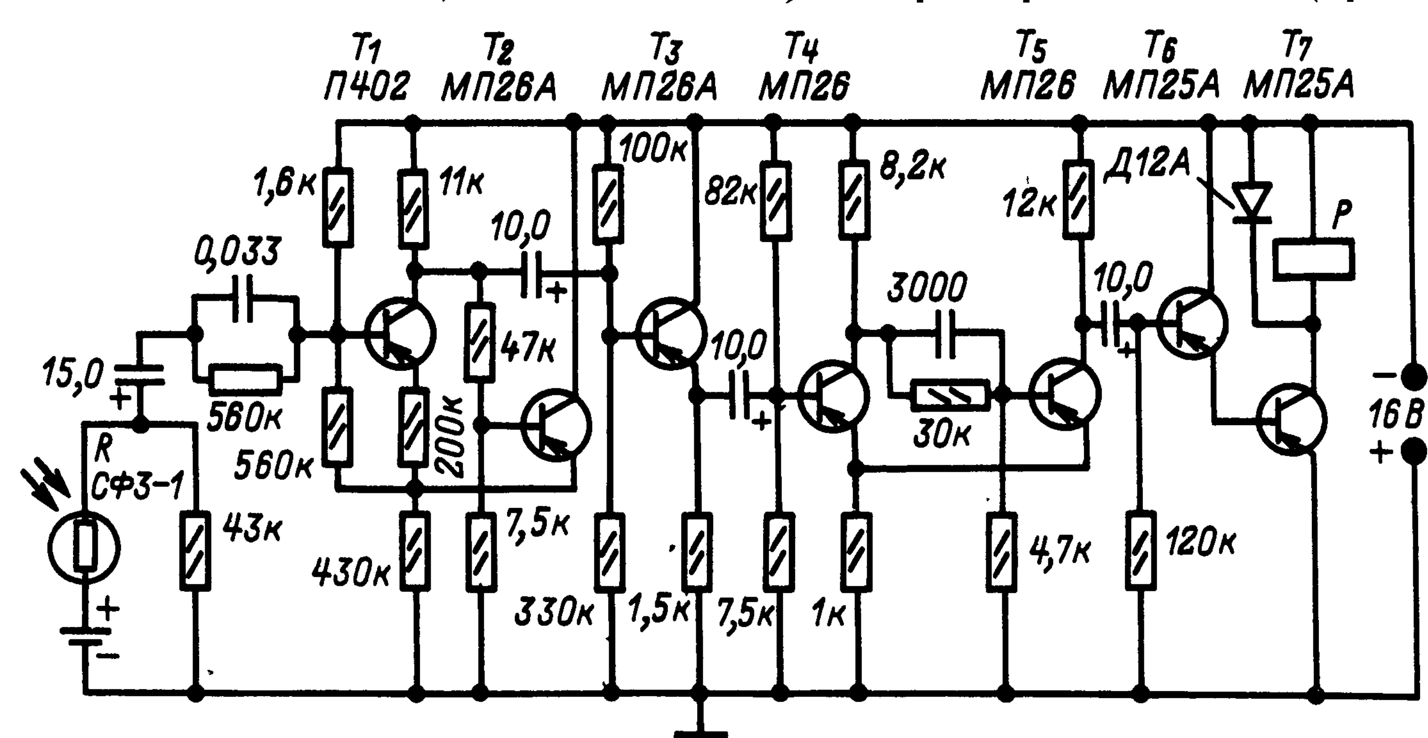


Рис. 8.35

Транзисторы T_6 и T_7 работают в ключевом режиме и предназначены для усиления мощности. Реле могут быть типа МКУ-48 ($I_{\text{сраб}}=130$ мА).

Фотореле для автоматического выключения уличного освещения. На рис. 8.36 приведена принципиальная схема простого устройства, представляющего соединение триггера Шмитта на транзисторах T_1 и T_2 и фотодиода. Порог срабатывания триггера определяется освещенностью фотодиода и сопротивлением переменного резистора R_1. Таким образом, подстройкой переменного резистора можно регулировать порог срабатывания триггера.

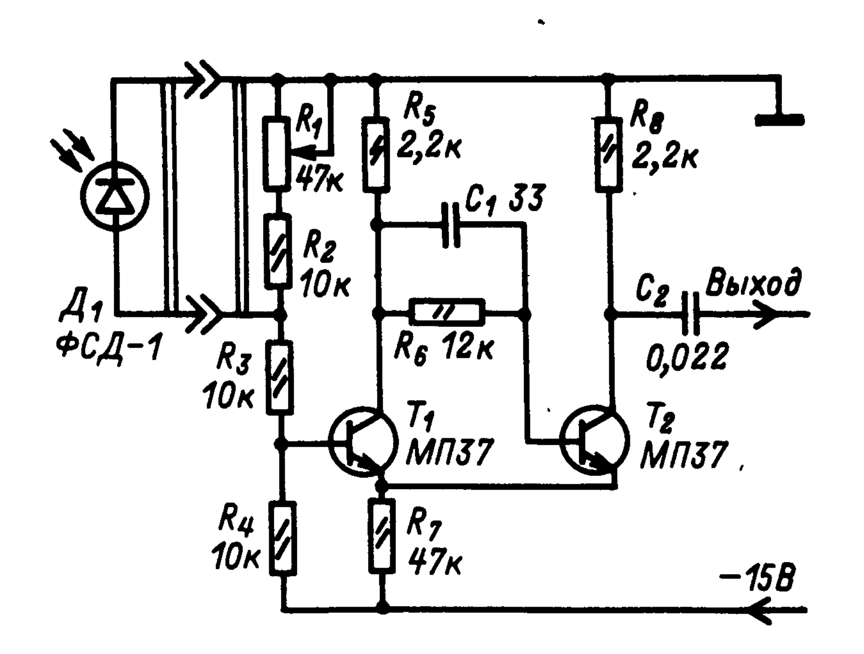


Рис. 8.36

Термореле на интегральных микросхемах. На рис. 8.37 приведена схема стабильного усилите-

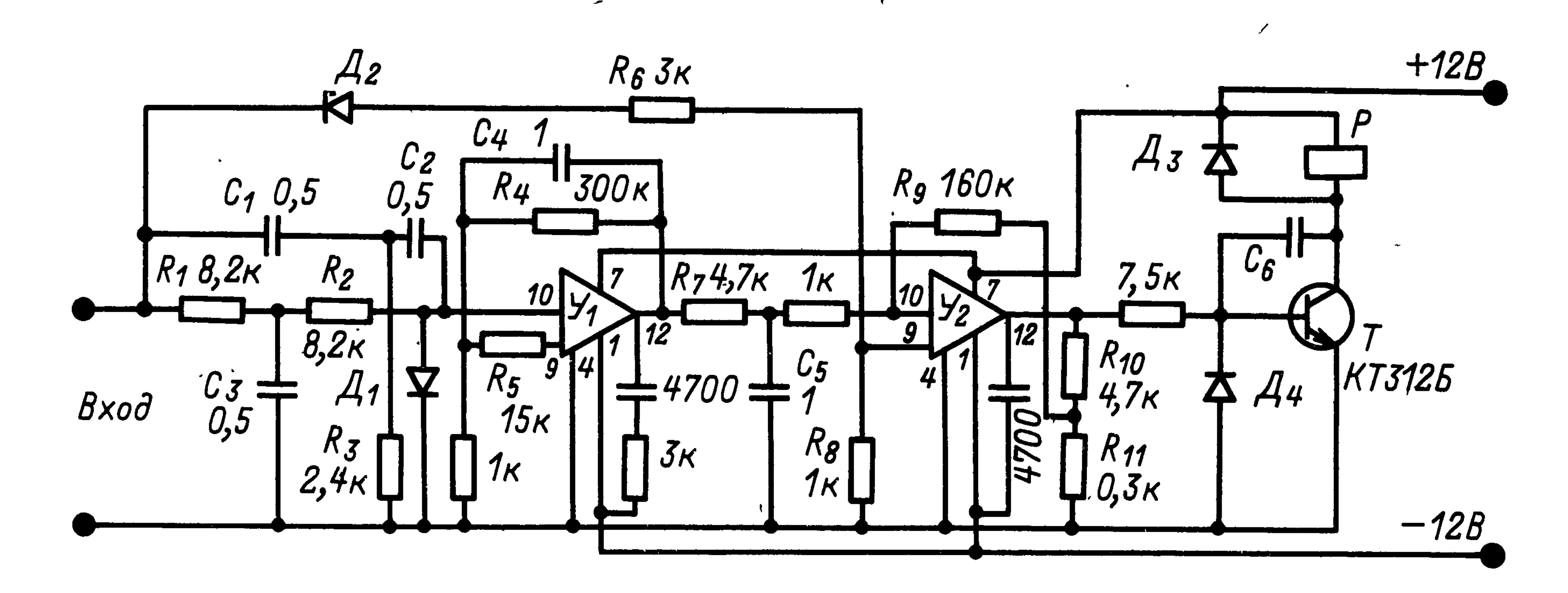


Рис. 8.37

ля с релеиным выходом, предназначенного для контроля температуры или других параметров с датчиками сопротивления или напряжения постоянного тока, выходное напряжение которых составляет сотни милливольт.

На входе усилителя, соединенном с датчиком, включен предварительный заградительный фильтр, настроенный на основную гармонику помехи (50 Гц). Фильтр выполнен по схеме двойного T-моста на элементах R_1 — R_3, C_1 — C_3. Усилитель-интегратор $У_1$ собран на интегральной микросхеме К1УТ401Б с конденсатором C_4 в цепи ООС. Резистор R_4, шунтирующий конденсатор, несколько ухудшает качество интегрирования. Однако, поскольку сопротивление резистора R_4 значительно больше сопротивления конденсатора C_4 на частоте 50 Гц (около 3 кОм), такое ухудшение оказывается несущественным. С учетом ООС в каскаде $У_1$ и суммарного сопротивления резисторов R_1 — R_2 входное сопротивление по постоянному току такой цепи составляет около 100 кОм. На выходе $У_1$ включен пассивный ФНЧ на элементах R_7, C_5.

Второй каскад $У_2$ выполнен также на микросхеме К1УТ401Б и работает в триггерном режиме благодаря цепи ПОС на элементах R_9 — R_{11}. Транзистор T служит для согласования каскада $У_2$ с релейной нагрузкой (реле P). Диоды $Д_1$ и $Д_4$ предназначены для ограничения уровней входных сигналов при их изменении в широком диапазоне (при больших разбалансах измерительного моста). В функции цепи $Д_2R_6R_8$ входит защита от обрыва цепи датчика сопротивления: при скачкообразном увеличении входного напряжения, вызванном обрывом цепи, пробивается стабилитрон $Д_2$ и разность напряжений между амплитудой скачка и напряжением пробоя (стабилизации) $Д_2$ через делитель R_6R_8 прикладывается к инвертирующему входу $У_2$ (контакт *9*), вызывая надежное закрывание основного канала (контакт *10*).

Если необходимо сигнализировать обрыв цепи датчика, параллельно резистору R_8 подключают отдельный триггер с выходом на соответствующее сигнальное реле. При налаживании сигнализатора подбирают элементы R_3 (настройка предварительного фильтра), R_5 (установка нуля) и R_9 (порог чувствительности). Регулировать эти элементы в процессе эксплуатации не требуется. Диоды $Д_1$, $Д_3$ и $Д_4$ — типа ГД107А, $Д_2$ — Д808.

Регулятор температуры, управляемый освещенностью (рис. 8.38). Устройство предназначено для автоматического изменения температуры в зависимости от освещенности в помещении, необходимого, например, в теплицах и парниках, в которых температура днем и в солнечную погоду должна быть выше, чем ночью и в пасмурную погоду.

Устройство позволяет поддерживать постоянную температуру от 15 до 50° С с точностью ±0,4° С, изменяясь скачком в пределах ±12° С (от установленного значения при изменении освещенности от 500 до 25 000 лк).

Устройство состоит из блока регулирования температуры (РТ), выполненного на транзисторах T_4, T_5, T_6, и блока коррекции температуры (КТ) в зависимости от уровня освещенности (транзисторы T_1, T_3). Переключатель B_1 позволяет увеличивать или уменьшать температуру с увеличением освещенности.

Выходное реле P своими контактами управляет работой нагревательного устройства. Датчиком температуры является терморезистор R_{14} (ММТ-6, ММТ-4 или КМТ-4), датчиком освещенности — фоторезистор R_1. Освещенность устанавливается резистором R_2, а температура — R_{12}. Блоки РТ и КТ выполнены на основе триггеров Шмитта. Для уменьшения гистерезиса в эмиттерные цепи триггеров включены диоды $Д_2$ и $Д_3$.

Устройство действует следующим образом. С повышением температуры в помещении сопротивление датчика R_{14} уменьшается и транзистор T_4 открывается, закрывая транзистор T_5; включается реле P, отключающее нагреватель. При низкой освещенности в помещении сопротивление резистора R_1 велико, транзистор T_1 закрыт, T_2 открыт. При показанном на схеме положении контактов переключателя B_1 напряжение на резисторе R_{12} близко к нулю и блок КТ не оказывает влияния на работу блока РТ. С увеличением освещенности выше порогового значения триггер T_1 — T_2 переключится, на резисторе R_{12} появится некоторое напряжение,

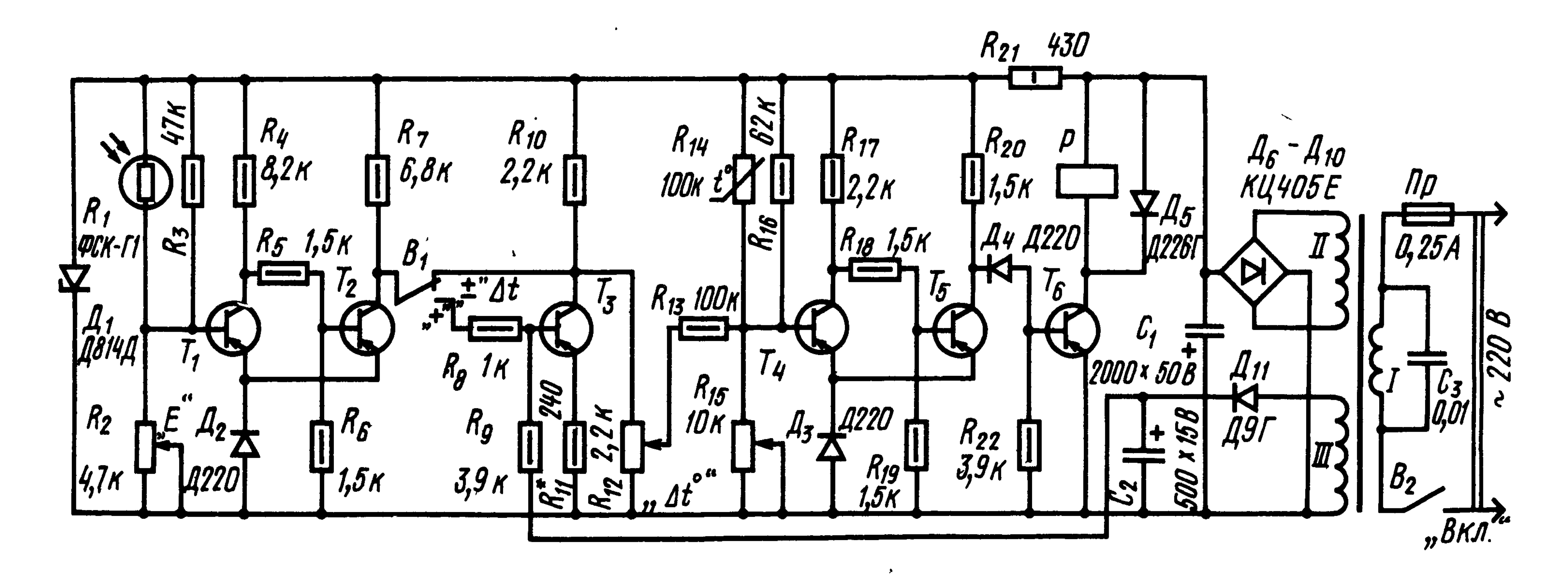


Рис. 8.38

которое изменит порог срабатывания триггера T_4 — T_5. Теперь этот триггер будет срабатывать уже при тем меньшей температуре, чем выше освещенность (больше напряжение на резисторе R_{12}).

При переключении B_1 в нижнее (по схеме) положение воздействие блока КТ на блоке РТ будет противоположным по знаку.

В устройстве могут быть использованы любые маломощные транзисторы МП40—МП42, а для транзистора T_6 — П213—П216. Реле P — типа РПУ-2 с напряжением срабатывания 24 В.

Трансформатор питания выполнен на магнитопроводе ШЛ20×16; обмотка I — 3300 витков провода ПЭВ-2 0,1, обмотка II — 350 витков провода ПЭВ-2 0,47, обмотка III — 100 витков провода ПЭВ-2 0,21. Переключатели B_1 и B_2 — П2К с фиксацией в нажатом положении.

Электроконтактные реле уровня. Действие их основано на использовании электропроводимости жидкостей и сыпучих материалов. При достижений уровнем (например, жидкости) металлического электрода сопротивление между электродом и металлической стенкой сосуда резко изменяется. Это изменение сопротивления приводит к изменению тока в цепи электрод — стенка сосуда, подключенной к источнику ЭДС.

На рис. 8.39 изображен простой электроконтактный сигнализатор уровня. В момент достижения уровнем жидкости электрода $Э$ ток в

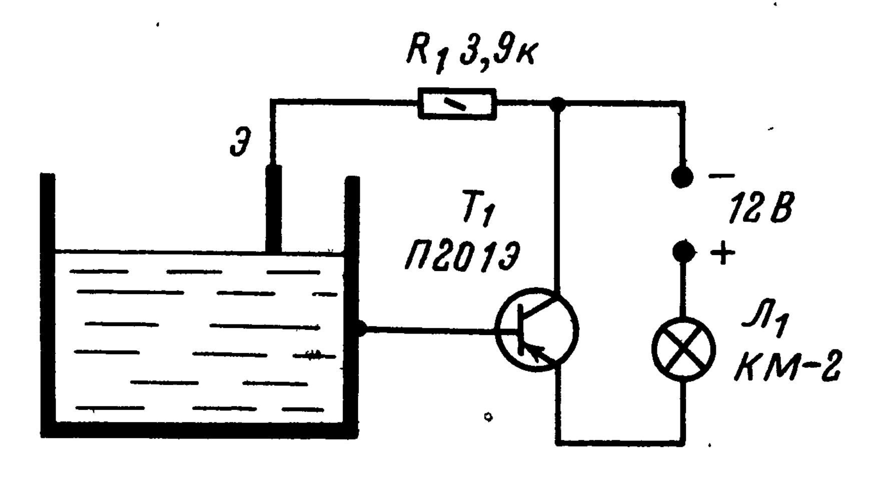


Рис. 8.39

управляющей цепи база — эмиттер становится таким, что транзистор переходит в режим насыщения и лампа $Л_1$ (12 В, 105 мА) зажигается, сигнализируя о наполнении емкости. Вместо лампы может быть использовано любое реле с $I_{сраб} = 100$ мА. Контакты реле могут замыкать цепь привода исполнительного механизма, регулирующего уровень.

Триггерное реле уровня (рис. 8.40). Датчики реле питаются переменным током. В реле применен несимметричный триггер с эмиттерной связью на транзисторах T_1 и T_2.

При уровне жидкости ниже электродов датчиков цепь переменного тока, составной частью которой является жидкость, разомкнута. Транзистор T_2 открыт и ток эмиттера создает падение напряжения на резисторе R_2, поддерживающее транзистор T_1 в закрытом состоянии (первое устойчивое состояние триггера). Реле P (типа КМ, $I_{сраб} = 24$ мА) срабатывает, контакты P^2 замыкают цепь электродвигателя насоса, подающего жидкость в резервуар. Контакты P'

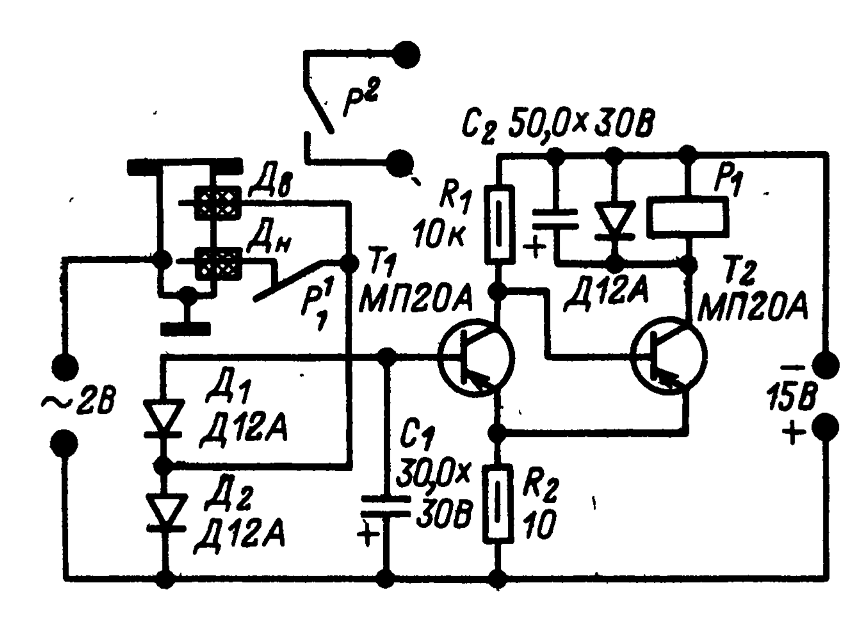


Рис. 8.40

разрывают цепь переменного тока нижнего датчика $Д_н$.

В момент соприкосновения жидкости с электродом датчика верхнего уровня $Д_в$ его цепь переменного тока замыкается.

Выпрямленное диодами $Д_1$ и $Д_2$ напряжение подается на вход триггера. Он переходит во второе устойчивое состояние: транзистор T_1 открывается, а T_2 закрывается. Реле P, отпуская якорь, замыкает контакты цепи нижнего датчика P^1 и размыкает контакты цепи управления P^2. Электродвигатель насоса останавливается.

Реле уровня, основанное на измерении проводимости по переменному току (рис. 8.41). Если уровень жидкости не достигает электродов $Э_1$ и $Э_2$, выполняются условия самовозбуждения блокинг-генератора на транзисторе T_1. Ток коллектора протекает по резистору R_2 и повышает напряжение на базе транзистора T_2. На эмиттере транзистора T_2 в это время более низкое напряжение из-за делителя R_3R_4. Поэтому транзистор T_2 оказывается закрытым, ток в реле P (типа РС-13, $I_{сраб} = 37$ мА) не поступает.

При замыкании электродов через жидкость генерация срывается, ток коллектора транзистора T_1, протекающий через резистор R_2, уменьшается, смещение базы транзистора T_2 возрастает, транзистор переходит в режим насыщения и реле P срабатывает.

Датчик прибора потребляет малую мощность (25 мВт) при малом напряжении; его можно вынести на большие расстояния (до 150 м). Изменением числа витков обмотки III сигнализатор может быть настроен для работы с жидкостями, имеющими различную проводимость.

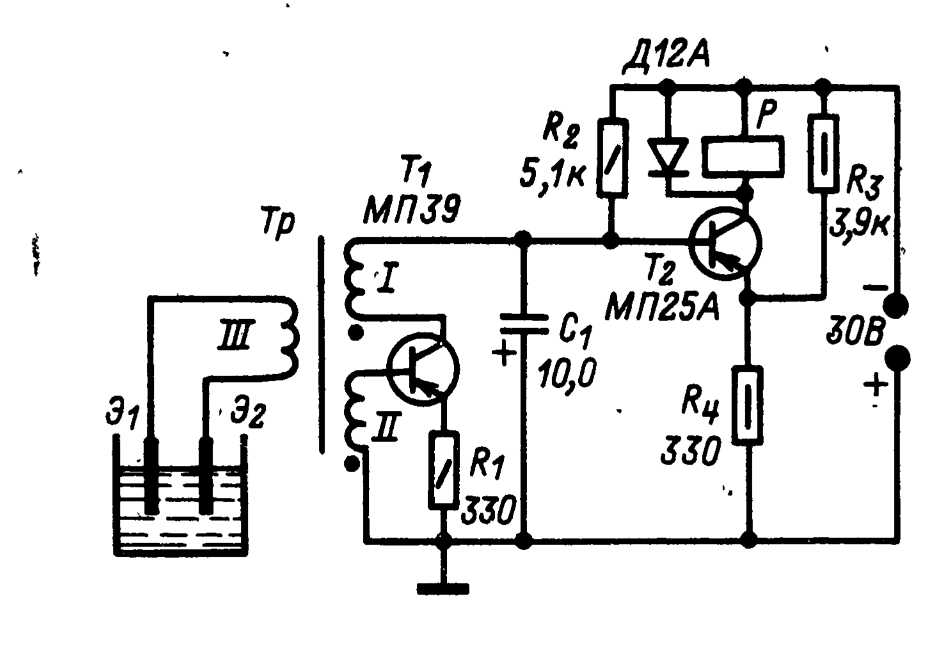
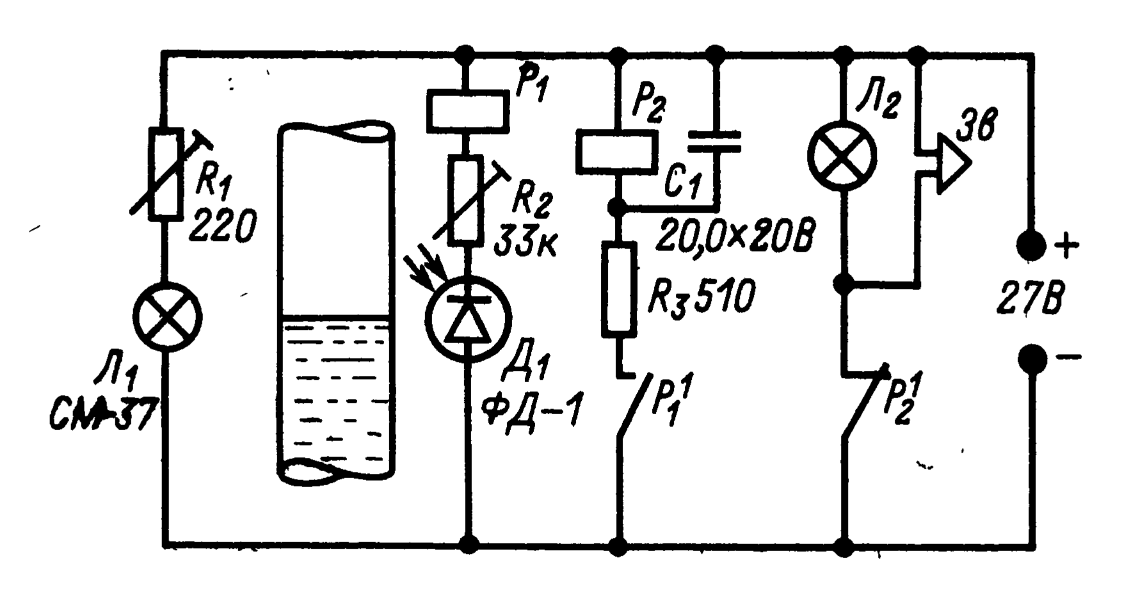


Рис. 8.41



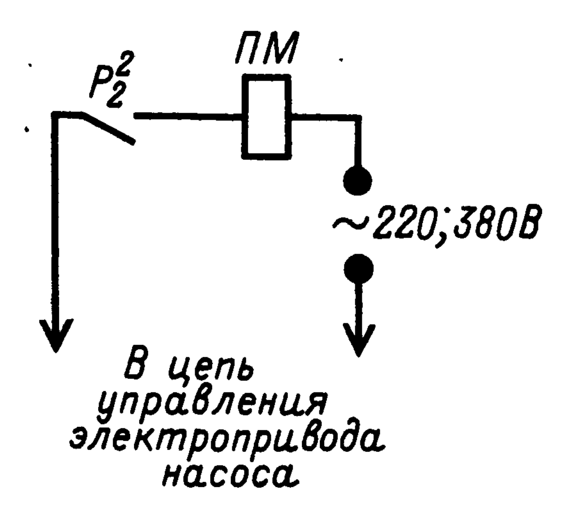


Рис. 8.42

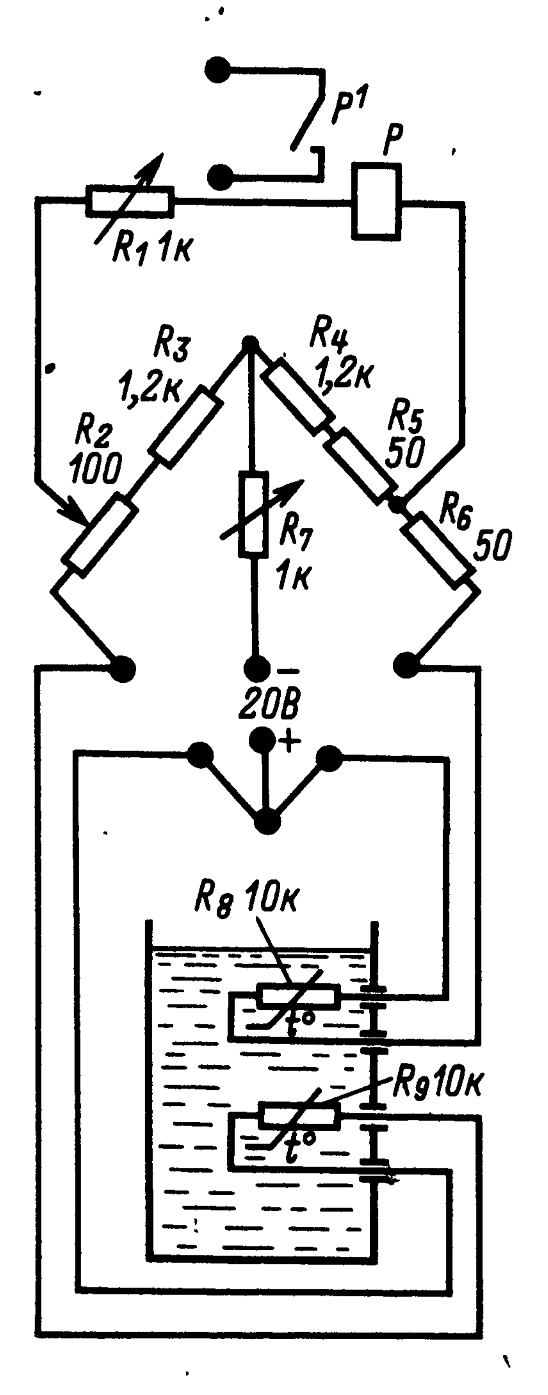


Рис. 8.43

При числе витков обмоток *I*, *II* и *III*, равном 120, датчик срабатывает при сопротивлении жидкости между электродами 6 кОм и менее.

Для изготовления трансформатора можно применить магнитопровод из двух ферритовых колец марки М2000НМ с наружным ∅-21 и внутренним ∅ 11 мм; провод — ПЭВ-1 0,1.

Фотореле уровня. Действие его основано на измерении светового потока, падающего на фоточувствительный элемент (приемник), при изменении оптических свойств среды, находящейся в прозрачном сосуде между источником света и фоточувствительным элементом.

На рис. 8.42 приведена схема простого регулятора уровня, в котором используются фотодиод $Д_1$ или фоторезистор (ФСА-1) и миниатюрная лампа накаливания $Л_1$. Реле настраивают таким образом, чтобы при уровне, расположенном ниже пучка света, поступающего на фотодиод, реле P_1 (типа РПН, $R_{обм}=5000$ Ом) было включено и контакты P_1^1 в цепи обмотки промежуточного реле P_2 (типа МКУ-48, $R_{обм}=1200$ Ом, $I_{сраб}=14$ мА) разомкнуты. При подъеме уровня выше пучка света освещенность фотодиода уменьшается, реле P_1 выключается и контакты P_1^1 включают реле P^2. Зажигается сигнальная лампа $Л_2$, и включается сирена. Одновременно контакты P_2^2 разрывают цепь питания обмотки магнитного пускателя *ПМ*, управляющего работой насоса.

Тепловое реле уровня. Различие коэффициентов теплопроводности различных сред позволяет построить тепловые реле уровня.

Реле (рис. 8.43) представляет собой неуравновешенный мост, в два плеча которого включены термочувствительные элементы R_8 и R_9. Каждый из них состоит из пяти последовательно включенных терморезисторов ММТ-4, КМТ-4 или КМТ-10 с сопротивлениями по 2 кОм (при $t=20°$ С). Помещенные в жидкость, уровень которой регулируется, термочувствительные элементы нагреваются до температуры, несколько большей, чем температура жидкости. Когда резисторы R_9 и R_8 находятся в жидкости, мост сбалансирован и реле *P* выключено. Как только уровень станет ниже термочувствительного элемента R_8, его температура возрастает (сопротивление R_8 при этом уменьшается), мост разбалансируется и реле *P* сработает, включив сигнализацию и промежуточное реле привода насоса.

Сопротивление резистора R_1 подбирается в зависимости от среды, уровень которой регулируется, и от типа выбранного реле (например, можно применить реле РЭС-15, имеющее $R_{обм}=160$ Ом).

Реле уровня жидкостей с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=2{,}0\div3{,}5$ (масло, дизельное топливо, бензин, керосин, скипидар и т. п.) в резервуарах открытого или закрытого типа при давлении до $2\cdot10^6$ Па. Допустимая погрешность срабатывания — не более ±5 мм относительно оси датчика.

В основе работы реле — явление резкого увеличения емкости между трубками датчика в $\varepsilon_2/\varepsilon_1$ раз при заполнении их жидкостью через продольную прорезь во внешней трубке (ε_2 и ε_1 — соответственно относительные диэлектрические проницаемости контролируемой жидкости и воздуха).

Датчиком уровня служит цилиндрический конденсатор (рис. 8.44), обкладками которого служат две коаксиально расположенные никелированные

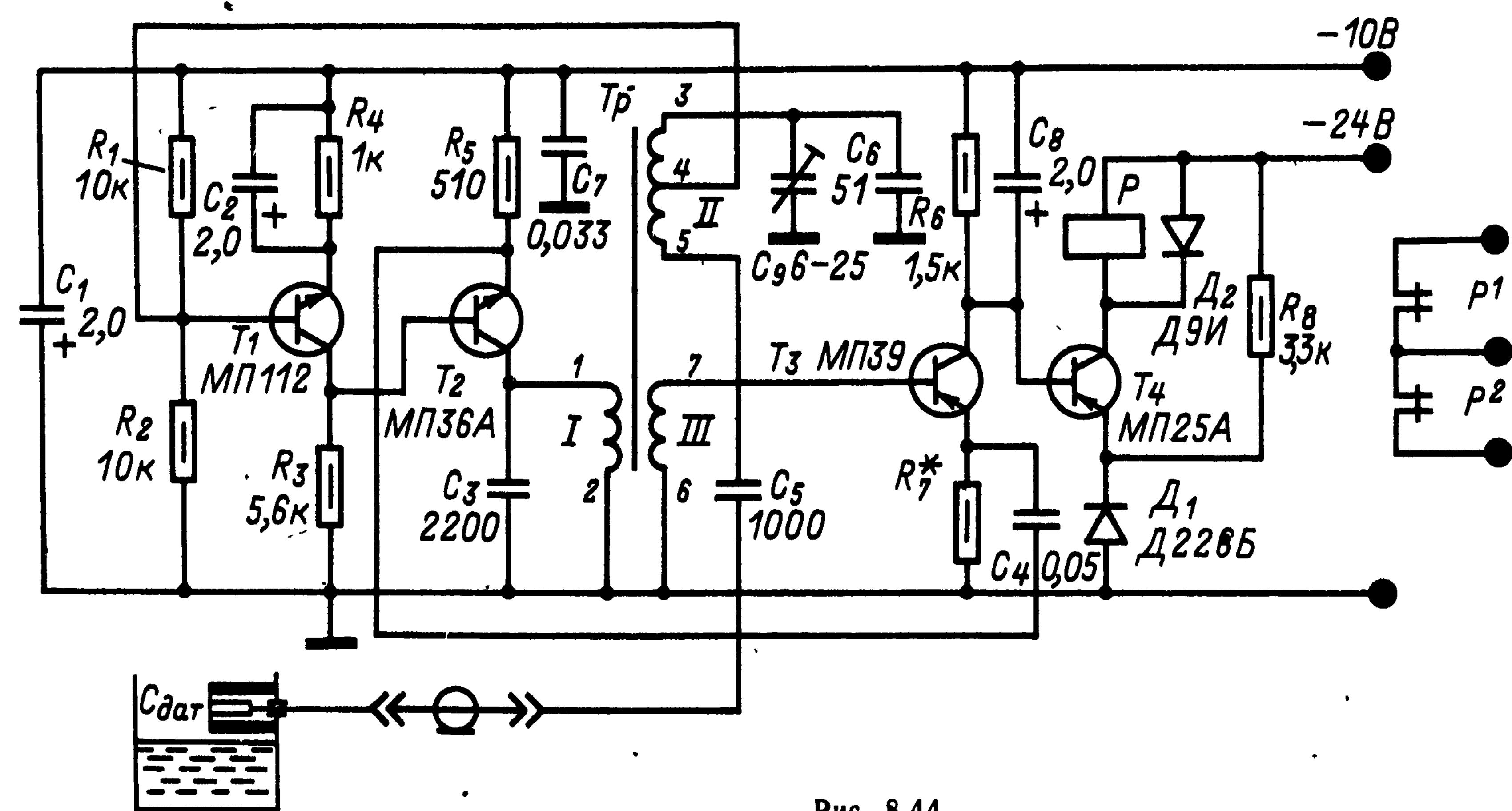


Рис. 8.44

трубки, изолированные гетинаксовой шайбой. Внешняя трубка датчика соединена с корпусом резервуара, а внутренняя — с электронным блоком при помощи коаксиального кабеля.

Плечи моста электронного реле уровня состоят из емкости датчика $C_{\text{дат}}$, соединенного последовательно с разделительным конденсатором C_5, подстроечного конденсатора C_9, включенного параллельно конденсатору C_6, и участков *3—4* и *4—5* обмотки *II* трансформатора Tp_1. Суммарная емкость конденсаторов C_6 и C_9 выбирается средней между максимальной и минимальной емкостями датчика, т. е. $C_{\text{дат min}} < C_6 + C_9 < C_{\text{дат max}}$.

Если уровень контролируемой жидкости ниже уровня установки датчика, то емкость между трубками минимальна:

$$\frac{C_{\text{дат min}} C_5}{C_{\text{дат min}} + C_5} < C_6 + C_9.$$

В этом случае возникают обратная связь и, следовательно, генерация. Транзистор T_3 открыт, на его коллекторе нулевое напряжение, а транзистор T_4 закрыт, и ток в обмотке реле *P* отсутствует.

Если уровень контролируемой среды достигает уровня установки датчиков, то емкость между трубками $C_{\text{дат max}} = \varepsilon_2 C_{\text{дат min}} / \varepsilon_1$.

Емкость последовательно соединенных $C_{\text{дат max}}$ и C_5 становится больше емкости параллельно включенных конденсаторов C_9 и C_6, т. е.

$$\frac{C_{\text{дат min}} C_5}{C_{\text{дат min}} + C_5} > C_6 + C_9.$$

Возникает ООС, и происходит срыв генерации. Транзистор T_3 закрывается, на его коллекторе образуется отрицательное напряжение 10 В, транзистор T_4 открывается. Реле (типа РЭС-10, $R_{\text{обм}} = 630$ Ом, $I_{\text{сраб}} = 22$ мА) срабатывает, сигнализируя о превышении уровнем номинального значения.

Трансформатор *Тр* выполнен на ферритовом кольце М2000НМ 14×6×6. Обмотка *I* содержит 50 витков, *II* — 80+80 и *III* — 25 витков провода ПЭЛШО 0,88. Диаметр внешней трубки цилиндрического конденсатора датчика уровня 26 мм, диаметр внутренней трубки 16 мм, длина трубок 120 мм, толщина 1 мм. Емкость датчика в воздухе $C_{\text{дат min}} = 45$ пФ.

Регулятор влажности (рис. 8.45, *а*). Предназначен для поддержания влажности в помещении (складах, хранилищах и др.) в диапазонах 20—55 и 50—95% с точностью ±1,5%.

Регулятор состоит из гигрометрического датчика-гигристора R_1, триггера Шмитта на транзисторах T_1 — T_3, усилителя мощности на транзисторе T_4 и блока питания. При влажности воздуха ниже установленной по шкале переменного резистора R_3 транзистор T_1 закрыт, T_3 открыт и T_4 закрыт положительным напряжением на конденсаторе C_2. Ток в реле *P* не проходит, и воздух увлажняется. С повышением влажности сопротивление гигристора R_1 уменьшается, триггер Шмитта переключается: транзистор T_1 открывается, T_2 закрывается. Транзистор T_4 открывается, срабатывает реле *P*, и его контакты выключают увлажнитель. Когда контакты реле P_2 разомкнуты, лампа $Л_1$ светится слабо. С увеличением влажности, когда контакты P^2 замыкают резистор R_9, лампа $Л_2$ светит ярко, сигнализируя о выключенном состоянии увлажнителя.

В регуляторе реле *P* (РПУ-2 или РПГ на напряжение срабатывания 24 В) трансформатор имеет магнитопровод ШЛ12×16, обмотка *I* содержит 5300 витков провода ПЭВ-1 0,1, обмотка *II* — 480 витков провода ПЭВ-1 0,35, а обмотка *III* — 145 витков провода ПЭВ-1 0,21. Сигнальная лампа $Л_1$ — КМ на 24 В и 35 мА.

Датчик влажности R_1 можно изготовить из одностороннего фольгированного стеклопластика толщиной 1 мм по размерам, приведенным на рис. 8.45, *б*.

Акустическое реле (рис. 8.46). Реле может быть использовано для защиты механизмов от

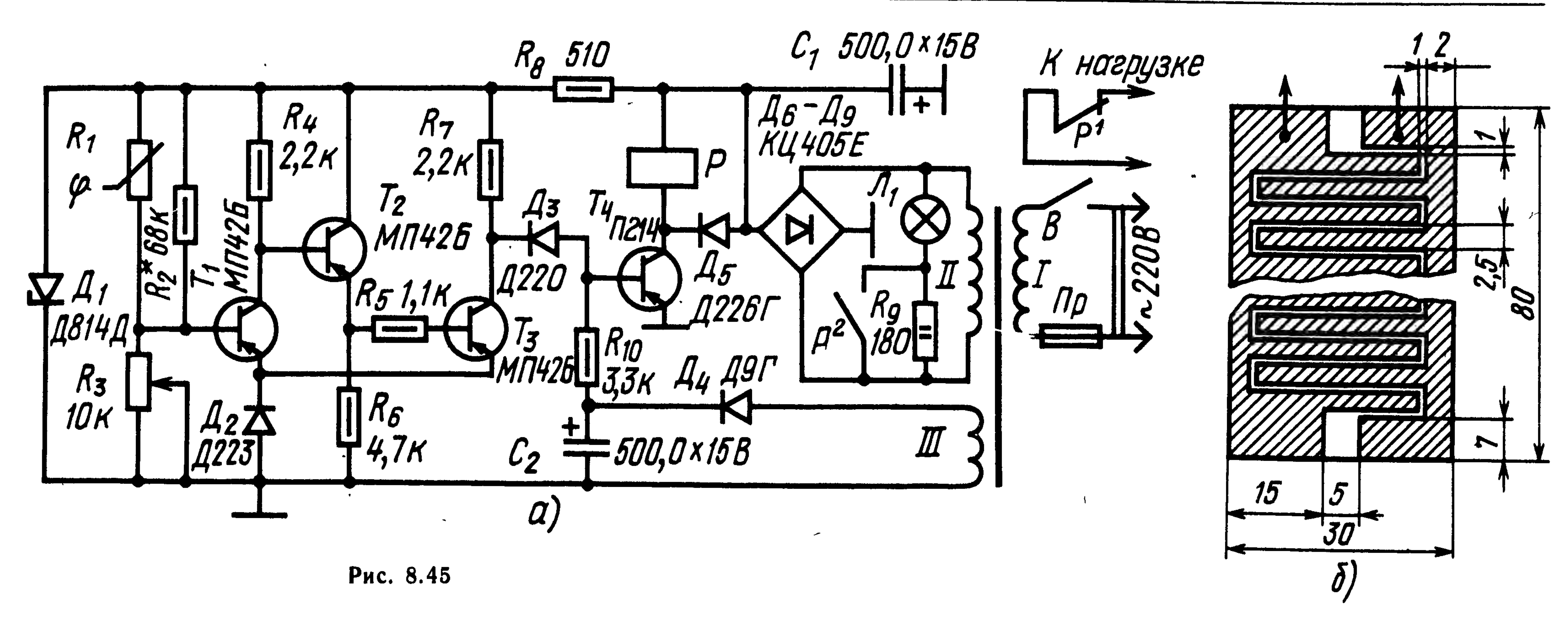


Рис. 8.45

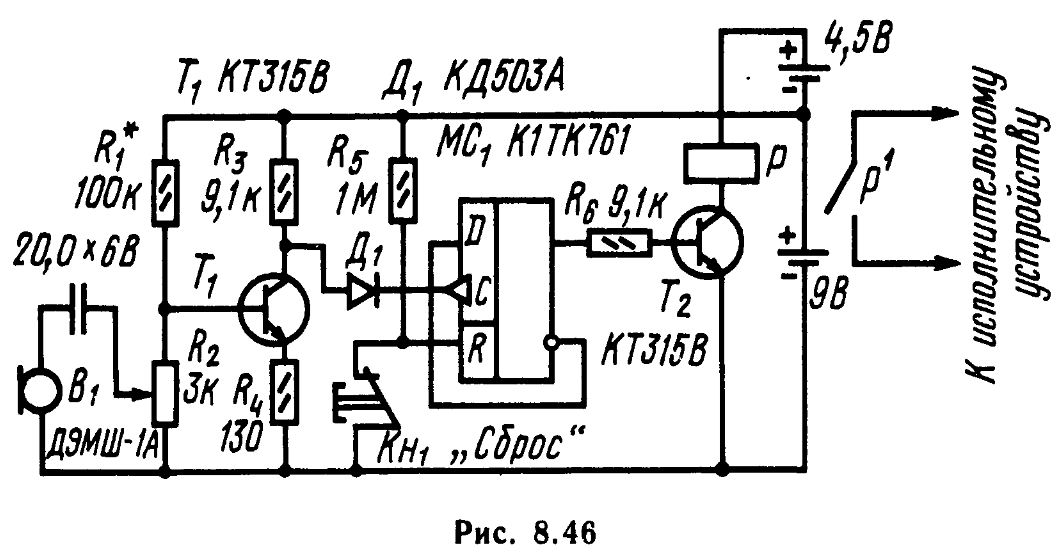


Рис. 8.46

механических повреждений. Реле срабатывает тогда, когда уровень шума механизма превышает установленное значение.

Устройство состоит из датчика B_1, усилителя на транзисторе T_1, триггера на микросхеме MC_1 и усилителя мощности на транзисторе T_2 с реле P.

Датчиком является микротелефонный капсюль, который в футляре, удобном для закрепления на корпусе механизма, устанавливается на месте наибольшего уровня шумов. Напряжение датчика усиливается и поступает на триггер на микросхеме MC_1. На выходе триггера при достижении напряжением датчика установленного резистором R_2 уровня появляется напряжение 9 В, которое открывает транзистор T_2. При этом срабатывает реле P и контактами P^1 отключает питание механизма. Реле P — типа РЭС-9 (паспорт РС4.524.200). Питание — три батареи, потребляемая мощность 1 мВт.

8.5. ДИСКРЕТНЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

Кодовые замки. Основу кодовых замков составляют электромеханические или электронные контакты, управляющие электромагнитным исполнительным механизмом и включенные в единую цепь таким образом, что на электромагнит подается управляющее напряжение лишь при условии замыкания определенных контактов и в заданной последовательности. Включение электромагнита приводит к перемещению его сердечника, связанного с механическим замком, и замок открывается.

Кодовый замок на электромагнитных реле (рис. 8.47) имеет кодирующее устройство, рассчитанное на последовательный и строго определенный порядок нажатия кнопок. При этом число возможных комбинаций кодирования составляет несколько тысяч. Пульт управления имеет 11 кнопок, а кодирующее устройство — четыре реле (P_1 — P_4).

Кодируется замок изменением включения вилки в гнезда $Гн_{1,2}$ — $Гн_{7,8}$. Так, если в гнезда $Гн_{1,2}$ вставить вилки кнопки *8*, в гнезда $Гн_{3,4}$ — вилки кнопки *6*, в гнезда $Гн_{5,6}$ — вилки кнопки *7*, в гнезда $Гн_{7,8}$ — вилки кнопки *4*, то код замка будет 8674.

Замок подключается к источнику питания выключателем B_1. Реле P_1 срабатывает при одновременном нажатии кнопки «Звонок» и кнопки, соответствующей первой цифре кода (кнопки 8), и самоблокируется контактами P_1^1 и P_1^2. Обе кнопки можно отпустить. Контакты P_1^2 подготовили реле P_2 к срабатыванию, которое произойдет при нажатии на кнопку *6*. После нажатия кнопки кода *4* контакты реле P_4^2 включат электромагнит $ЭМ_1$ и замок открывается. При нажатии кнопки, не соответствующей коду, сработает реле P_5 и его контакты P_5^1 прервут ток в кодирующем реле, т. е. система вернется в исходное положение. После того как замок откроется, трансформатор $Тр_1$ отключится от сети нажатием кнопки «Сброс».

Детали замка: трансформатор собран на сердечнике площадью сечения керна 4,5—5 см^2; обмотка *I* — 1080 витков (для сети 127 В) плюс 800 витков (для сети 220 В) провода ПЭЛ 0,18; обмотка *II* — 220 витков провода ПЭЛ 0,51; реле P_1 — P_5 — типа РЭС-10 (паспорт РС4.524.313П2).

Кодовый замок на транзисторах. Кодовый замок (рис. 8.48) выполнен на трех триггерах и

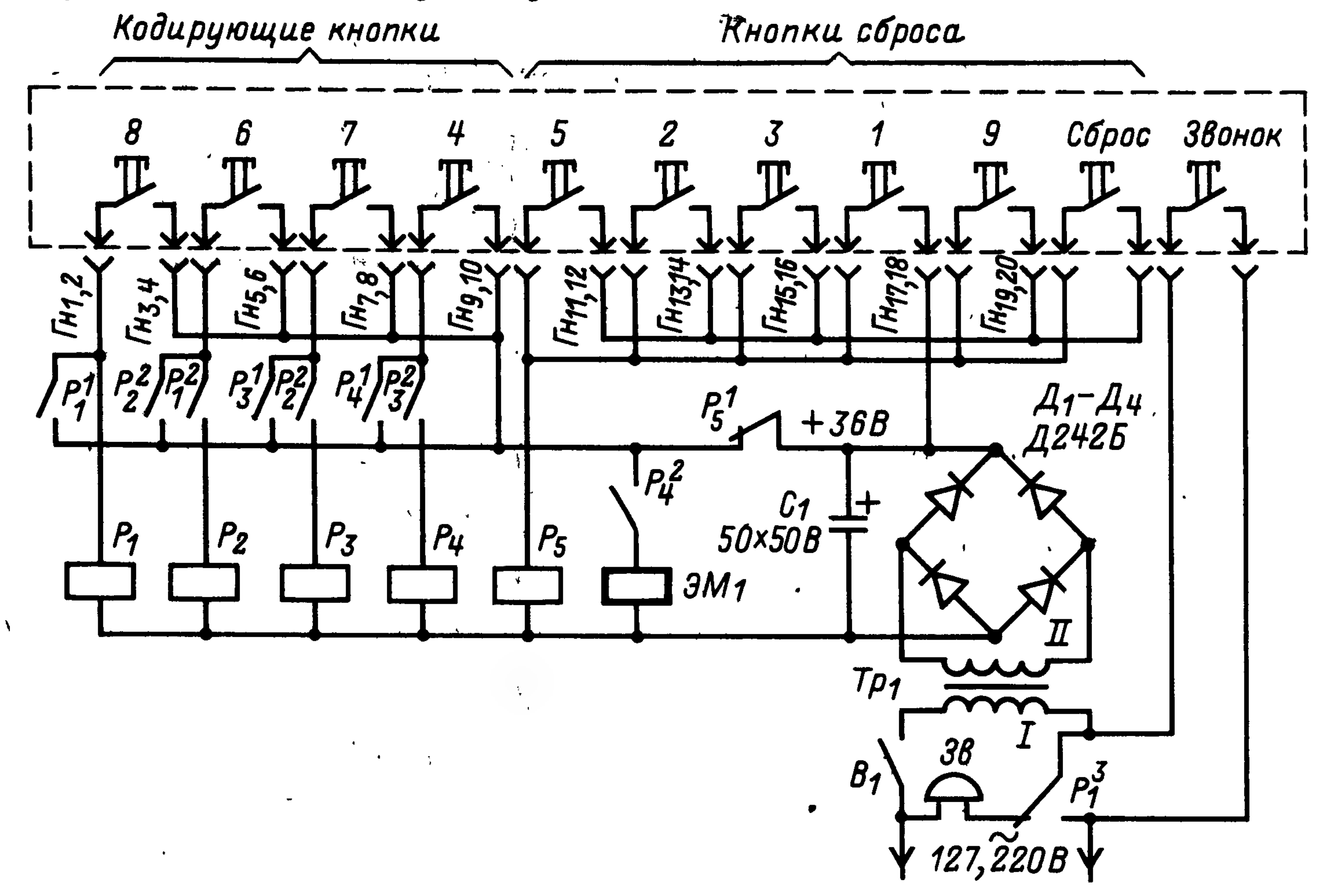


Рис. 8.47

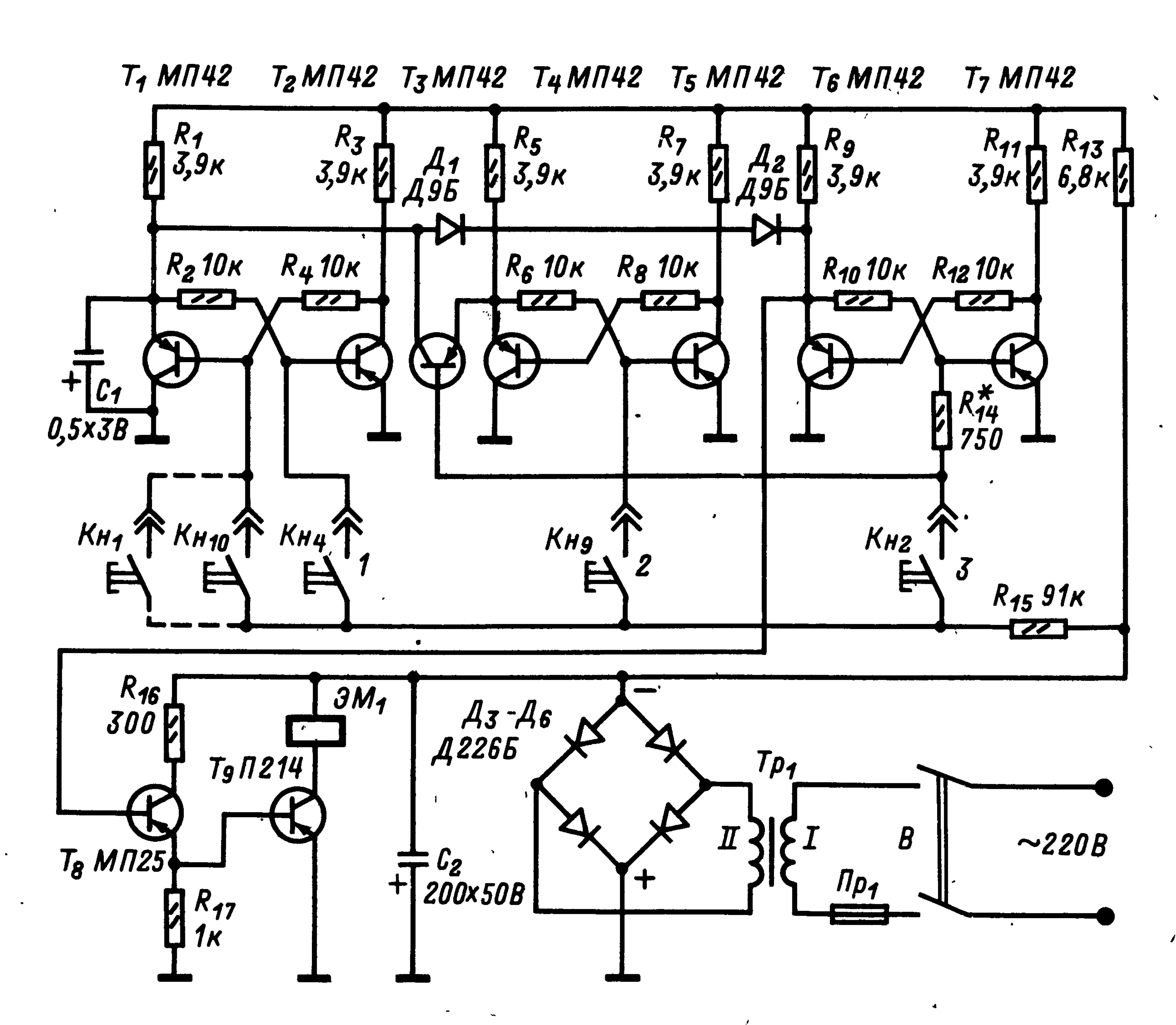


Рис. 8.48

двухкаскадном усилителе тока. Первый триггер образуют транзисторы T_1 и T_2, второй — транзисторы T_4 и T_5, третий — транзисторы T_6 и T_7. В усилителе тока работают транзисторы T_8 и T_9.

Управление замком осуществляется десятью кнопками $Кн_1$ — $Кн_{10}$.

В исходном состоянии транзисторы T_1, T_4 и T_6 триггеров открыты и напряжение на коллекторах равно нулю. При включении питания исходное состояние достигается в результате заряда конденсатора C_1 через резистор R_1, обеспечивающего насыщение транзисторов T_1, T_4 и T_6.

Замок открывается при правильной последовательности нажатия кнопок, подключенных к гнездам *1, 2, 3*. В приведенной схеме код замка

492. При нажатии кнопки $Кн_4$ на базу транзистора T_2 подается отрицательное напряжение, которое открывает транзистор, а диод $Д_1$ и транзистор T_3 закрываются. Второй триггер перейдет в другое устойчивое состояние при нажатии следующей кнопки ($Кн_9$), а затем и третий триггер — после нажатия кнопки $Кн_2$. Как только транзистор T_6 закроется, откроются транзисторы T_8 и T_9 и включится электромагнит $ЭМ_1$, связанный с защелкой замка, и замок откроется. Чтобы вернуть замок в исходное состояние, нужно разорвать цепь тока.

Для кодового замка можно использовать самодельный электромагнит, конструкция которого показана на рис. 8.49.

Электромагнит питается от выпрямителя напряжением 24 В, рассчитанного на ток 0,3—0,5 А. Цифрами обозначены: *1* — ограничительная гайка; *2* — гильза каркаса (пластмасса);

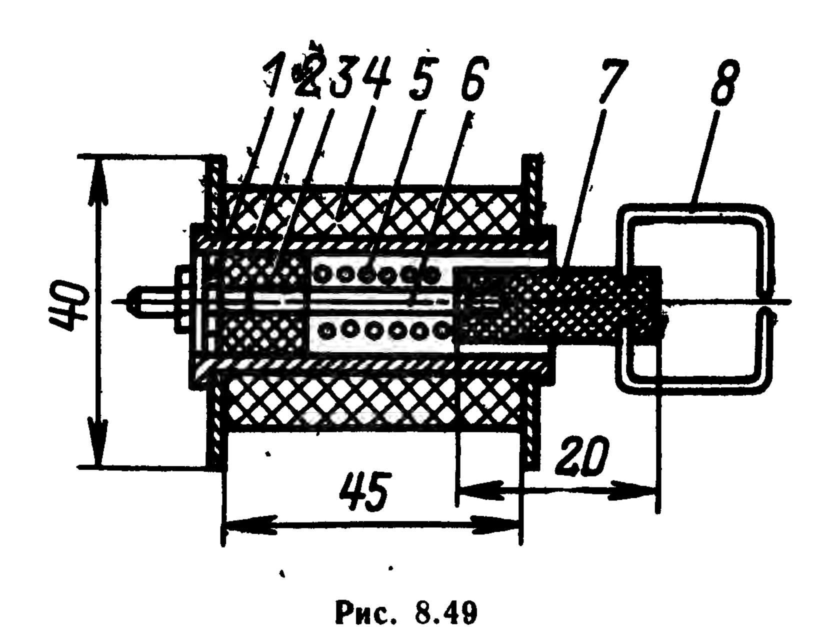


Рис. 8.49

3 — опорный вкладыш (дерево, пластмасса), пружины; *4* — обмотка (2500 витков провода ПЭЛ 0,31); *5* — пружина (сталь); *6* — направляющий стержень сердечника (сталь); *7* — сердечник; *8* — тяга (проволока толщиной 2 мм) для соединения с защелкой дверного замка.

Сердечник изготовляют из мягкой стали. Ход сердечника должен быть не менее 10 мм.

Трансформатор можно использовать тот же, что и в предыдущем устройстве.

Кодовый замок с емкостной памятью (рис. 8.50). Замок состоит из конденсаторов C_1 — C_3, являющихся его памятью, транзистора T_1, диодов $Д_1$ — $Д_4$, электромагнитного реле P, кнопок $Кн_1$ — $Кн_7$, кодировочного узла, состоящего из штепсельных разъемов $Ш_1$ — $Ш_6$ и электромагнита $ЭМ_1$, сердечник которого механически связан с задвижкой дверного замка.

Код замка — трехзначный. Первая цифра кода соответствует номеру кнопки, подключенной к гнездовой части штепсельного разъема $Ш_1$, вторая — номеру кнопки, подключенной к гнездам разъема $Ш_2$, третья — номеру кнопки, подключенной к гнездам разъема $Ш_3$. Чтобы открыть замок, кнопки должны быть нажаты в порядке установленного кода. Кнопки, подключенные к гнездам $Ш_4$ — $Ш_6$, являются не кодовыми, и в случае нажатия любой из них замок не откроется.

На рис. 8.50 код замка 123. При нажатии кнопки $Кн_1$ конденсатор C_1 заряжается от на-

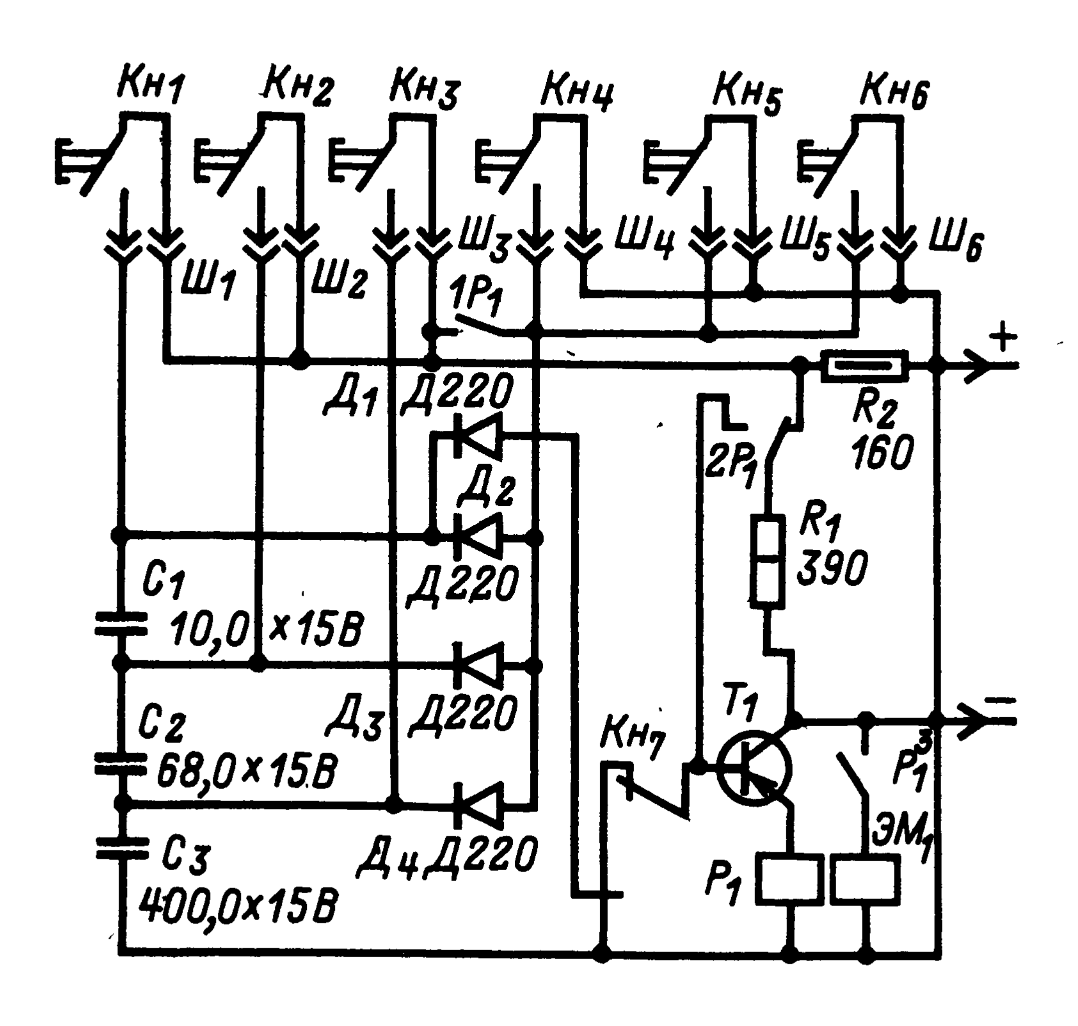


Рис. 8.50

пряжения, снимаемого с резистора R_2 (до 85% его значения). При нажатии кнопки $Кн_2$ до такого же напряжения заряжается конденсатор C_2; при нажатии кнопки $Кн_3$ конденсатор C_3 заряжается до полного напряжения, имеющегося на резисторе R_2. Таким образом, суммарное напряжение на конденсаторах C_1 — C_3 после набора правильного кода будет составлять 27% напряжения, снимаемого с резистора R_2 и достаточного для срабатывания реле P_1. При правильном нажатии лишь двух кнопок кода напряжение на конденсаторах окажется недостаточным для срабатывания реле. В случае нажатия любой другой кнопки ($Кн_4$ — $Кн_6$) конденсаторы разрядятся через диоды $Д_2$ — $Д_4$ и устройство примет исходное состояние.

После правильного выбора кода необходимо нажать кнопку $Кн_7$. При этом на базу транзистора T_1 будет подано напряжение отрицательной полярности, транзистор T_1 откроется и сработает реле P_1. Контакты реле P_1^3 включат электромагнит, который откроет замок; контакты P_1^2 подключат резистор R_1 к базе транзистора, а через контакты P_1^1, резистор R_2 и диоды $Д_2$ — $Д_4$ конденсаторы C_1 — C_3 разрядятся. При отпускании кнопки $Кн_7$ база транзистора вновь соединится с плюсом источника питания, транзистор закроется и устройство примет исходное состояние.

В устройстве применено реле P типа РЭС-22 (паспорт РФ4.500.163). Замок питается от выпрямителя с выходным напряжением 24 В и током 1—1,5 А.

Электромагнит изготовляют из дросселя сглаживающего фильтра выпрямителя лампового приемника или телевизора. Сердечник разбирают и распиливают по штриховым линиям согласно рис. 8.51. Среднюю часть набора пластин используют как якорь *7*, а боковые ярма и набор замыкающих пластин — как магнитопровод *1* электромагнита. Части магнитопровода скрепляют вместе с помощью металлических накладок *2*.

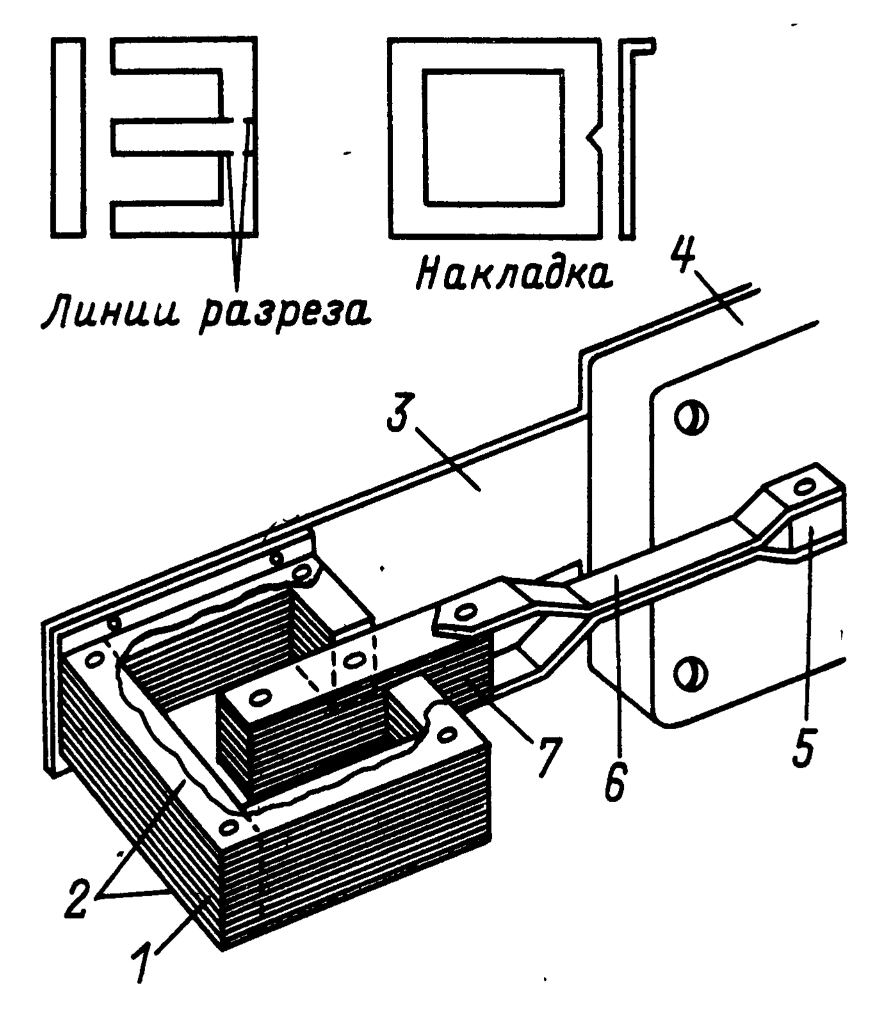


Рис. 8.51

Чтобы якорь свободно перемещался внутри каркаса обмотки, в его наборе должно быть на 4—5 пластин меньше, чем в наборе магнитопровода.

Якорь электромагнита соединяют с ручкой защелки *5* дверного замка *4* тягой *6*, сделанной из двух полос листовой стали толщиной 0,5—1 мм. Магнитопровод закрепляют на стальной пластине *3*, подложенной под замок.

Налаживание электронной части кодового замка сводится к правильному подбору резистора

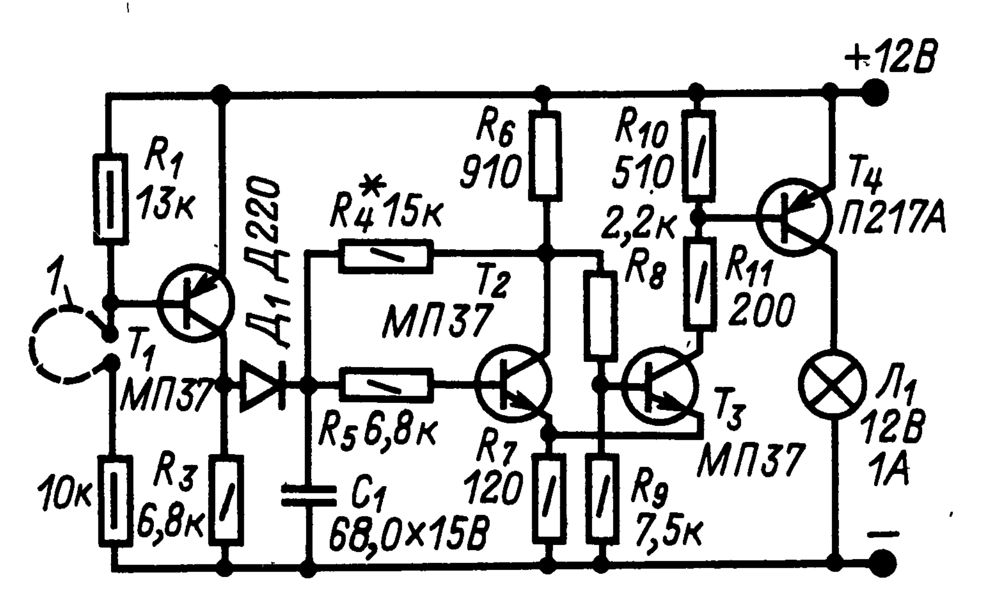


Рис. 8.52

R_2, падение напряжения на котором должно обеспечить достаточный заряд конденсаторов.

Электронный сторож (рис. 8.52) представляет собой триггер Шмитта, вход которого соединен с петлей *1* из тонкого медного провода ПЭВ-1 0,09—0,12, ограждающий охраняемый участок. Выходной каскад собран на транзисторе П217А и допускает ток нагрузки до 1А (лампа $Л_1$). При обрыве ограждающего провода транзистор T_1 открывается, что приводит к смене состояния триггера (транзисторы T_2, T_3) и открыванию транзистора T_4; лампа $Л_1$ загорается.

Спринтерский секундомер (рис. 8.53). Устройство состоит из двух фотодатчиков, один из которых (R_1) расположен на старте, а другой (R_{10}) — на финише спринтерской дорожки; триггера на тринисторах ($Д_1$ и $Д_3$); ключа ($Д_4$); индикатора *И* и двух осветителей, установленных напротив фотодатчиков.

В исходном состоянии открыт тринистор $Д_3$, устанавливаемый в это положение кратковременным нажатием переключателя *В* (влево по схеме).

При пересечении спортсменом луча света, падающего на фоторезистор R_1, сопротивление резко возрастает и тринистор $Д_1$ откроется положительным импульсом, а тринистор $Д_3$ закроется. Напряжение на тринисторе $Д_3$ возрастет, а вместе с ним возрастает и ток в цепи управляющего электрода тринистора $Д_4$. Этот тринистор откроется, через индикатор *И* (электрический секундомер ПВ-53Л или импульсный счетчик СБ-1М/100) пойдет переменный ток сетевого напряжения, и он начнет отсчитывать время.

При пересечении луча, падающего на фоторезистор R_{10}, положительный импульс через конденсатор C_3 откроет тринистор $Д_3$ и возвратит устройство в исходное положение. Индикатор остановится.

Для получения достаточной чувствительности срабатывания триггера через управляющие электроды его тринисторов пропускают начальный ток, определяемый сопротивлениями R_4 и R_6. Этого тока недостаточно для открывания тринисторов, но благодаря ему тринисторы открываются при подаче на управляющие электроды импульса даже сравнительно небольшой амплитуды.

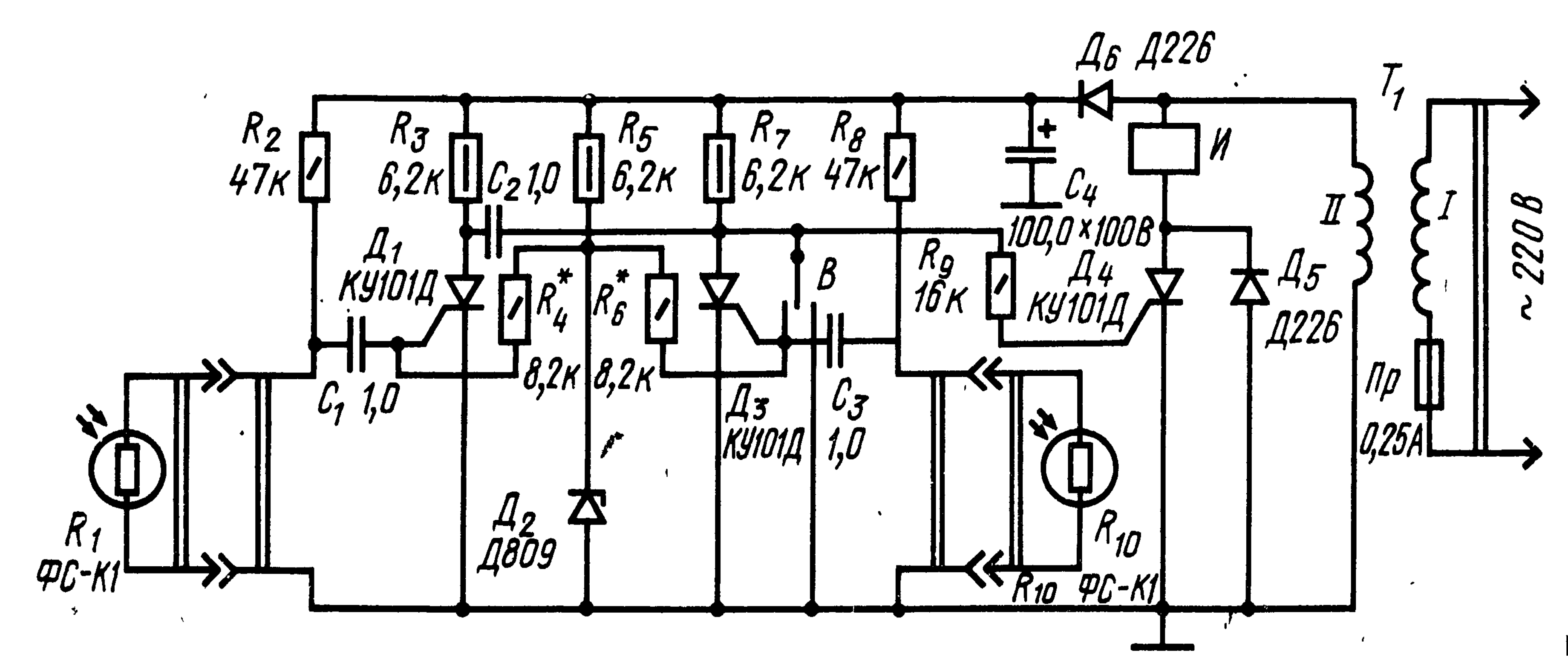


Рис. 8.53

Вторичная обмотка трансформатора рассчитывается на 40—50 В при токе потребления до 200 мА.

Фотодатчики и осветители (лампа накаливания) размещаются в тубусах длиной 100 мм, расположенных друг против друга.

Переключатель гирлянд с мерцающим свечением (рис. 8.54, *а*). Устройство позволяет получить вспышки новогодней гирлянды, изменяющиеся как по длительности, так и по яркости. Работа устройства основана на изменении сдвига фаз между началом полупериодов сетевого напряжения и импульсами, поступающими на управляющий электрод тринистора от релаксационного генератора (транзисторы T_1, T_2).

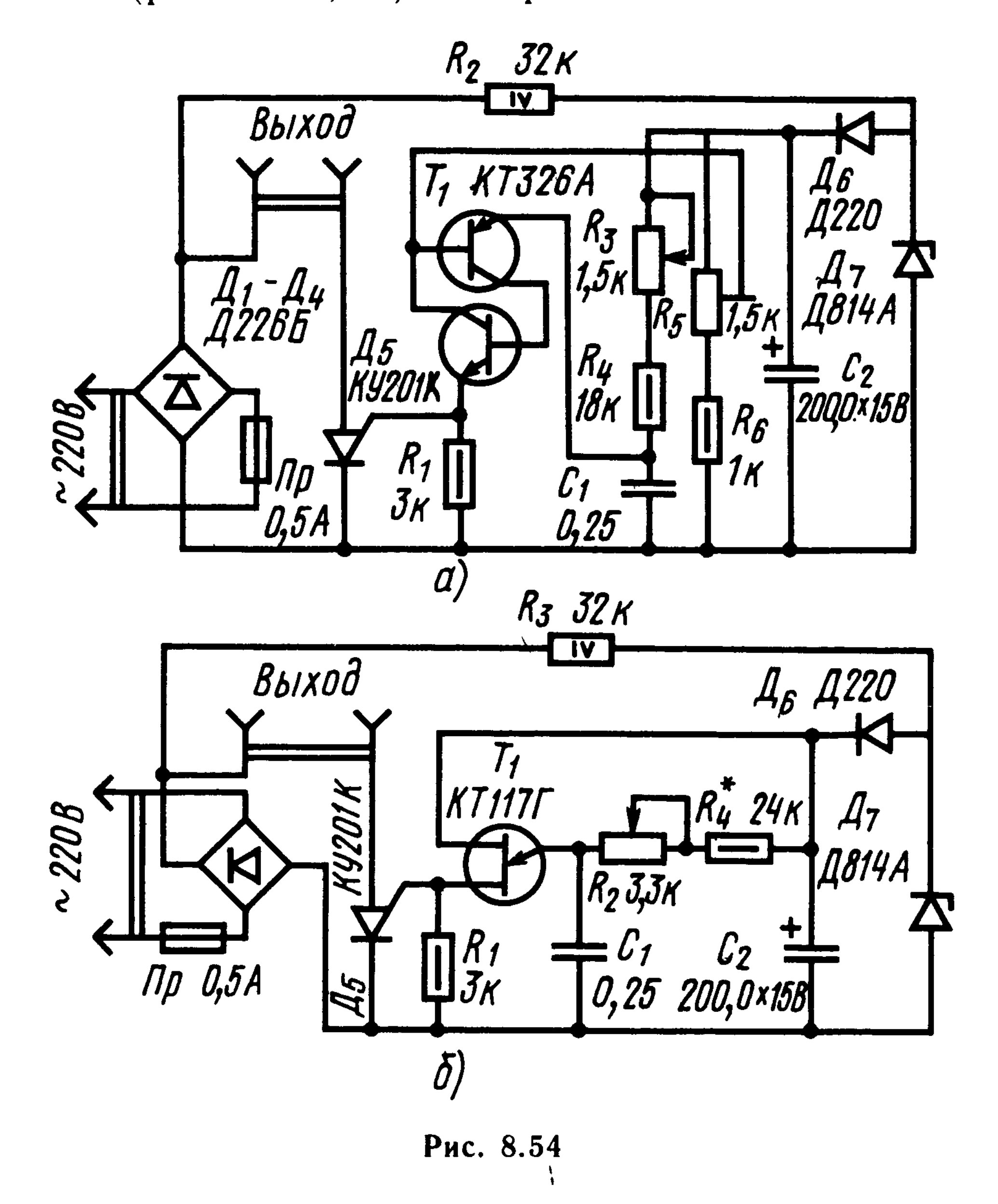


Рис. 8.54

Частота следования импульсов устанавливается грубо подстроечным резистором R_5 и плавно переменным резистором R_3.

Желаемый световой эффект достигается следующим образом. Сначала движок резистора R_5 устанавливают в верхнее по схеме положение, а резистора R_3 — в среднее. К «выходу» устройства подключают гирлянду (или лампу) и включают его в сеть. Перемещая движок резистора R_5, устанавливают его в положение, при котором длительности включенного и выключенного состояний гирлянды одинаковы. После этого резистором R_3 подбирают желаемый режим работы устройства.

При наличии однопереходного транзистора подобное переключающее устройство можно собрать по схеме на рис. 8.54, *б*. Налаживание устройства сводится к подбору резистора R_4. Для этого движок резистора R_2 устанавливают в среднее положение, а резистор R_4 заменяют двумя последовательно соединенными постоянными 5—10 кОм и переменным 33—47 кОм. Переменным резистором находят середину участка между режимами плавного зажигания и плавного гашения ламп, после чего измеряют его сопротивление и заменяют его постоянным резистором.

8.6. РАДИОУПРАВЛЯЕМЫЕ МОДЕЛИ

Принцип действия устройств для дистанционного управления объектами основан на приеме сигналов радиокоманды передатчика, их разделения и преобразовании приемной частью командной радиолинии (КРЛ) в сигнал, необходимый для управления какими-либо элементами объекта. Каждая команда в КРЛ передается сигналом определенной частоты. На входе приемной части КРЛ включают фильтры, выделяющие сигналы соответствующей частоты, которые затем преобразуются в импульс, управляющий работой реле. Контакты реле замыкают (размыкают) цепь управления исполнительного устройства.

Подобное построение командной радиолинии не является единственным, но отличается простотой и широко применяется в радиоуправляемых моделях. Рассмотрим пример применения дистанционного управления моделью ракеты.

Когда модель ракеты достигает предельной высоты, раскрывается парашют, обеспечивающий ее плавное снижение. Чтобы модель не снесло далеко в сторону, необходимо вовремя оборвать стропы парашюта. Для этого на модели устанавливается радиоприемник, управляющий электромагнитным реле. При получении сигнала от передатчика реле срабатывает и включает нагреватель пережигающий стропы.

Для управления приемником можно использовать любой промышленный или самодельный передатчик на 28—28,2 МГц мощностью не менее 200 мВт, имеющий частоту модуляции колебаний высокой частоты 2500—3500 Гц.

Схема радиоприемника (рис. 8.55) включает УРЧ на транзисторе T_1, сверхрегенеративный детектор на транзисторе T_2, УЗЧ на транзисторе (T_3) и электронное реле (T_5 и T_7).

Рабочая частота приемника определяется параметрами колебательного контура L_1C_6. После детектора сигнал проходит через LC (L_2C_5) и RC (R_7C_9)-фильтры, усиливается транзистором T_3 и выделяется на контуре L_3C_{15}, резонансная частота которого должна быть равна частоте модулирующего сигнала передатчика. Выпрямление сигнала звуковой частоты осуществляется транзисторами T_4 и T_6, включенными как диоды. Выпрямленный сигнал открывает транзистор T_5; при этом увеличивается падение напряжения на резисторе R_{14}, что приводит к открыванию транзистора T_7. Срабатывает

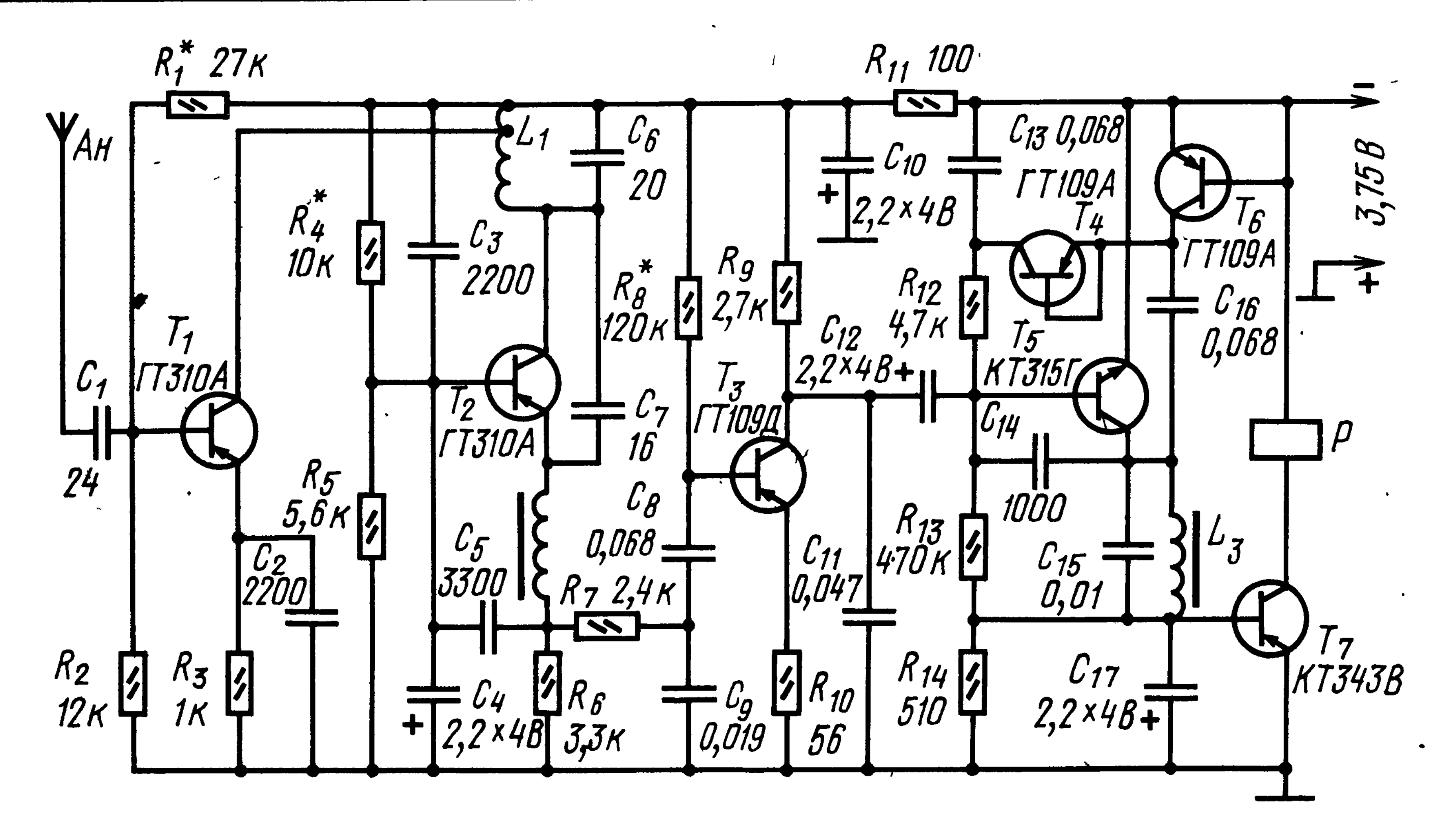
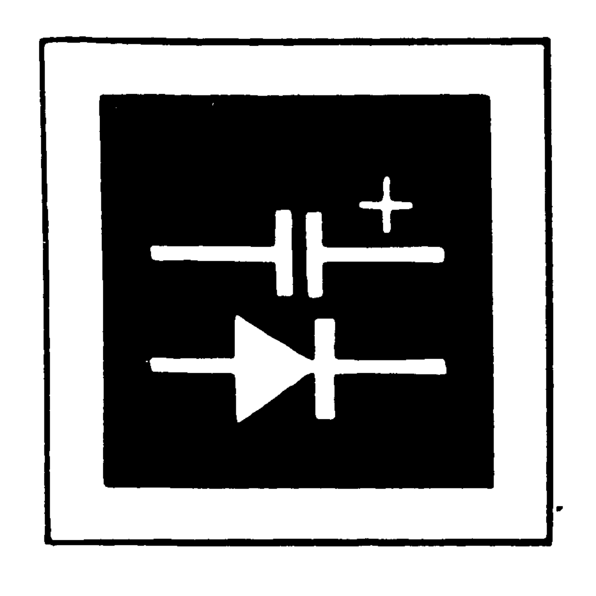


Рис. 8.55

реле P, и включается питание нагревателей, пережигающих стропы парашюта. Катушка L_1 содержит 15 витков провода ПЭЛ 0,3 с отводом от пятого витка, намотанных на каркасе ∅4,2 мм и длиной 10,5 мм из фторопласта с сердечником из карбонильного железа с резьбой М3.

Дроссель L_2 намотан на кольце К3×2,2×1 из феррита марки 1000 НН и содержит 45 витков провода ПЭЛ 0,1. Катушка L_3 намотана на четырех сложенных вместе кольцах К7×4×2 из феррита марки 1000 НН и содержит 470 витков провода ПЭЛ 0,1.

Реле РЭС-15 (паспорт РС 4.591.002) — с ослабленной пружиной (для надежного срабатывания от напряжения 3В).



ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОАППАРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 9

СОДЕРЖАНИЕ

9.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Выпрямители предназначены для преобразования переменного тока в постоянный. В общем случае выпрямитель можно рассматривать состоящим из трех основных узлов (рис. 9.1) — трансформатора *1*, вентильного комплекта *2* и сглаживающего фильтра *3*. Режим работы выпрямителя в значительной степени определяется типом фильтра, включенного на его выходе.

Для маломощных выпрямителей, питающихся от однофазной сети переменного тока, наиболее характерны режимы работы на емкостную и индуктивную нагрузки. Емкостная нагрузка типична для выпрямителей на малые токи. При этом фильтр начинается с емкости или емкость устанавливается на выходе выпрямителя параллельно нагрузке для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Реакция нагрузки на выпрямитель будет определяться емкостью, сопротивление которой для переменной составляющей много меньше сопротивления нагрузки. Если фильтр выпрямителя начинается с достаточно большой индуктивности,

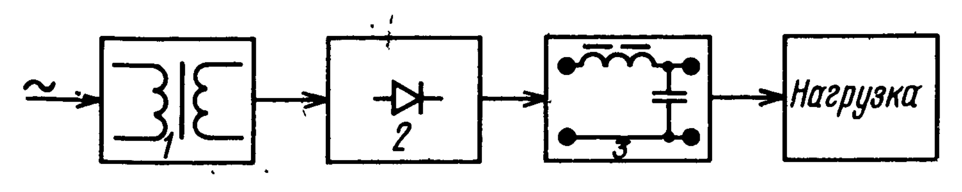


Рис. 9.1

то принято считать, что нагрузка выпрямителя индуктивная.

Независимо от режима работы выпрямитель характеризуется выходными параметрами, параметрами, характеризующими режим вентиля, и параметрами трансформатора.

К выходным параметрам выпрямителя относятся: номинальное выпрямленное напряжение U_0; номинальный выпрямленный ток I_0; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $K_{п1}$; частота основной гармоники пульсации выпрямленного напряжения $f_п$; внутреннее сопротивление выпрямителя r_0. Коэффициент пульсации $K_{п1}$ — отношение амплитуды первой гармоники выпрямленного напряжения U_{0m1} к среднему выпрямленному напряжению U_0.

Вентили в выпрямителях характеризуются следующими параметрами: средним выпрямленным током $I_{в.п.ср}$; действующим значением тока $I_в$; амплитудой тока $I_{в\,max}$; амплитудой обратного напряжения $U_{обр\,max}$, средней мощностью рассеиваемой за период $P_в$.

Для трансформаторов, работающих в выпрямителях, определяются следующие параметры: действующие значения напряжения U_1 и тока I_1 первичной обмотки; действующие значения напряжения U_2 и тока I_2 вторичной обмотки; полная мощность вторичной обмотки P_2; полная мощность первичной обмотки P_1; полная или га-

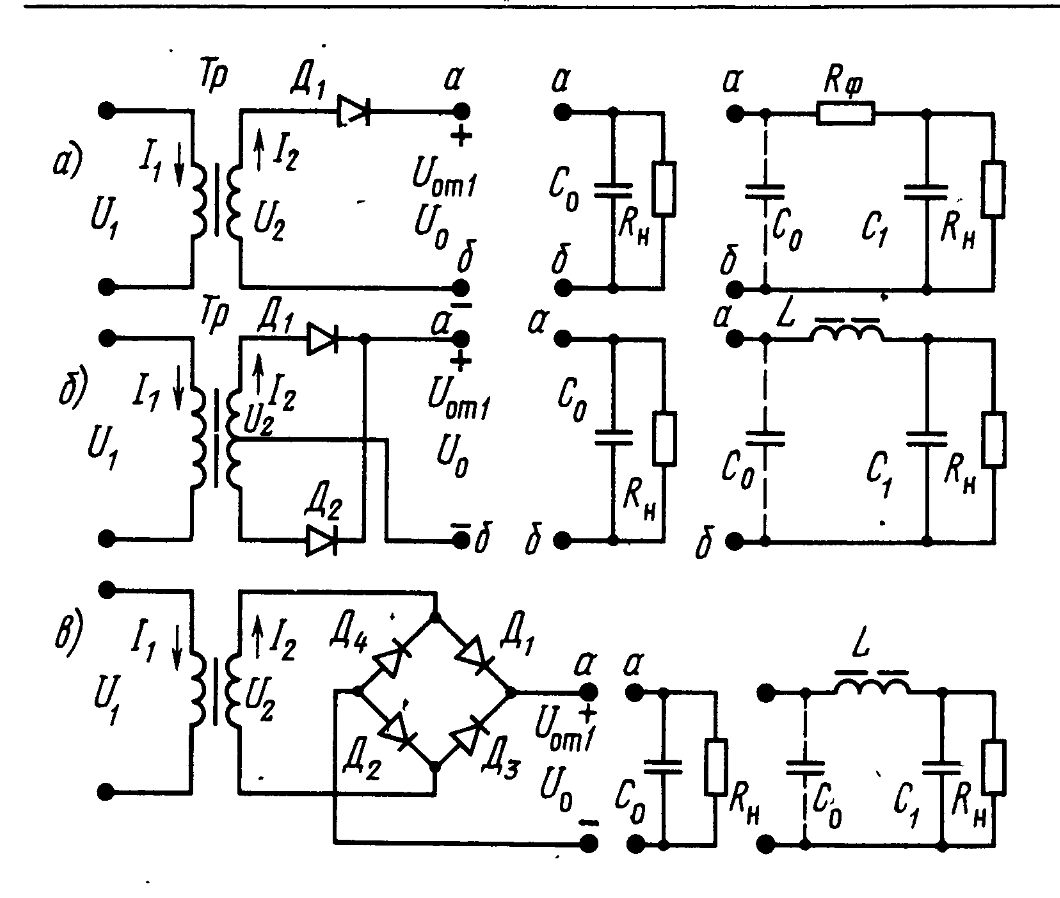


Рис. 9.2

баритная мощность трансформатора $P_{тр} = (P_1 + P_2)/2$. Параметры вентилей и трансформатора зависят как от схемы выпрямления, так и от режима работы выпрямителя.

При питании аппаратуры от однофазной сети переменного тока находят применение выпрямители однополупериодные, двухполупериодные с выводом средней точки, мостовые, с удвоением напряжения и с умножением напряжения.

Однополупериодный выпрямитель (рис. 9.2,*а*) применяется в основном с емкостным, Г- и П-образными фильтрами *RC*. Кенотронные вентили применяют на мощности до 10—15 Вт, а с полупроводниковыми — до 2—3 Вт. Преимущества однополупериодного выпрямителя — минимальное число элементов, невысокая стоимость, в выполнении с полупроводниковыми вентилями — возможность работы без трансформатора. Недостатки — низкая частота пульсаций, относительно высокое обратное напряжение на вентиле, плохое использование трансформатора, подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током.

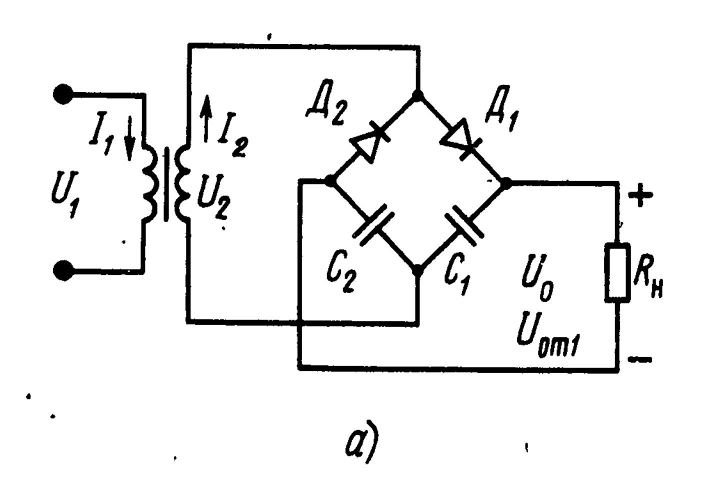
Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки (рис. 9.2, *б*) работает в основном с емкостным и Г- и П-образными фильтрами *LC*. С кенотронными вентилями применяется на выпрямленные напряжения 200—600 В и токи нагрузки 50—500 мА, с полупроводниковыми вентилями — на выпрямленные напряжения до 100 В и токи нагрузки до 500 мА. Основные преимущества — повышенная частота пульсации, минимальное число вентилей, возможность использования вентилей с общим катодом или общим анодом (для полупроводниковых — возможность применения общего радиатора без изоляции вентилей). Недостатки — усложненная конструкция трансформатора, худшее использование трансформатора по сравнению с выпрямителями по мостовой схеме и с удвоением напряжения, повышенное обратное напряжение на вентиле.

Однофазный мостовой выпрямитель (рис. 9.2,*в*) обладает лучшими технико-экономическими показателями. Применяется в основном с емкостным, Г- и П-образными фильтрами *LC*. Выполняется с полупроводниковыми вентилями на напряжения до 400 В и ток нагрузки до 1 А. Достоинства вентиля — повышенная частота пульсации, низкое обратное напряжение, хорошее использование трансформатора, возможность работы без трансформатора.

Недостатки — повышенное падение напряжения в вентильном комплекте, невозможность установки однотипных полупроводниковых вентилей на одном радиаторе без изолирующих прокладок.

Выпрямители с удвоением напряжения (схема Латура) (рис. 9.3, *а*) применяются в высоковольтных выпрямителях. Могут использоваться как полупроводниковые, так и кенотронные вентили. С полупроводниковыми вентилями выпрямители используются на напряжения 300—1000 В и ток нагрузки до 200 мА, с кенотронными вентилями — на напряжения более 1000 В и ток нагрузки до 100 мА. Выпрямители с удвоением напряжения обладают следующими преимуществами: повышенная частота пульсации, пониженное обратное напряжение, хорошее использование трансформатора, возможность работы без трансформатора. Недостатки — невозможность установки однотипных полупроводниковых вентилей на одном радиаторе без изоляции, возможность появления пульсации с частотой сети.

Выпрямители с умножением напряжения (рис. 9.3, *б*) применяются в высоковольтных выпрямителях при напряжениях свыше 1000 В и выходных мощностях до 5—10 Вт, например, для питания электронно-лучевых трубок.



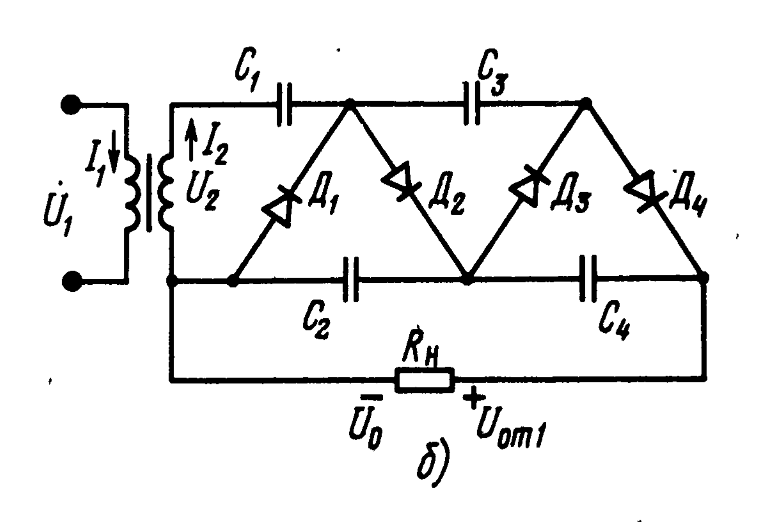


Рис. 9.3

9.2. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Расчет выпрямителей, работающих на емкостный и Г-образный фильтры RC

В результате расчета выпрямителя должны быть определены параметры и тип вентилей и параметры трансформатора.

При расчете выпрямителя исходными данными являются: номинальное выпрямленное напряжение U_0, В; ток нагрузки I_0, А; сопротивление нагрузки $R_н = U_0/I_0$, Ом; выходная мощность выпрямителя $P_0 = U_0 I_0$, Вт; номинальное напряжение сети U_1, В; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения $a_{max} = (U_{1\,max} - U_1)/U_1$; $a_{min} = (U_1 - U_{1\,min})/U_1$; частота тока сети f_c, Гц; коэффициент пульсации $K_{п1} = U_{0m1}/U_0$.

1. Согласно рекомендации § 9.1 выбираем выпрямитель.

Если выбран выпрямитель с умножением напряжения (рис. 9.3, *б*), то ориентировочно выбираем число каскадов умножения k. Значение k желательно выбирать таким, чтобы напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 не превышало 2—3 кВ, при этом напряжение на конденсаторах $U_{C2} = U_{C4} \approx 2U_2$ не должно превышать 4—6 кВ. Число конденсаторов и вентилей $n = 2k$.

2. Определяем сопротивление трансформатора $r_{тр}$, прямое сопротивление вентиля $r_{пр}$ и по их значениям находим сопротивление фазы выпрямителя $r_ф$ (табл. 9.1). В табл. 9.1: B, T — магнитная индукция; j, А/мм², — средняя плотность тока в обмотках трансформатора; $n = 2k$, где k — число каскадов в схеме умножения. Принимаем $B = 1{,}1 \div 1{,}3$ T; $j \approx (2 \div 3{,}5)$ А/мм².

Для определения сопротивления вентиля в прямом направлении $r_{пр}$ необходимо ориентировочно выбрать тип вентиля и из справочника (см. разд. 12) определить прямое падение напряжения $U_{пр}$.

Вентиль выбирается по среднему выпрямленному току $I_{в.п.ср}$ и амплитуде обратного напряжения $U_{обр\,max}$ (табл. 9.2). Он должен быть выбран так, чтобы его максимально допустимое обратное напряжение было больше, чем имеющее место в выпрямителе. Ток $I_{в.п.ср}$ должен быть

Таблица 9.1. **К определению $r_{тр}$ и $r_ф$**

Выпрямитель	$r_{тр}$	$r_ф$
Рис. 9.2, *а*	$(2 \div 2{,}35)\dfrac{U_0 j}{I_0 f_c B}\sqrt[4]{\dfrac{f_c B j}{1{,}6 U_0 I_0}}$	$r_{тр} + r_{пр}$
Рис. 9.2, *б*		$r_{тр} + r_{пр}$
Рис. 9.2, *в*		$r_{тр} + 2r_{пр}$
Рис. 9.3, *а*	$(0{,}5 \div 0{,}6)\dfrac{U_0 j}{I_0 f_c B}\sqrt[4]{\dfrac{f_c B j}{1{,}6 U_0 I_0}}$	$r_{тр} + r_{пр}$
Рис. 9.3, *б*	$(2 \div 2{,}35)\dfrac{U_0 j}{I_0 n^2 f_c B}\sqrt[4]{\dfrac{f_c B j}{1{,}6 U_0 I_0}}$	$r_{тр} + \dfrac{r_{пр}}{2n}$

Таблица 9.2. **Приближенные значения $I_{в.п.ср}$ и $U_{обр\,max}$**

Выпрямитель	$I_{в.п.ср}$	$U_{обр\,max}$
Рис. 9.2, *а*	I_0	$3U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.2, *б*	$I_0/2$	$3U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.2, *в*	$I_0/2$	$1{,}5U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.3, *а*	I_0	$1{,}5U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.3, *б*	I_0	$3U_0(1+a_{max})/n$

меньше максимально допустимого среднего тока вентиля, указанного в справочнике.

Выбрав тип вентиля, находим значение $U_{пр}$ и определяем сопротивление вентиля $r_{пр} = U_{пр}/I_{в.п.ср}$.

Если выпрямители (см. рис. 9.2, *а — в*) работают на Г-образный фильтр, то в сопротивление фазы $r_ф$ необходимо включить сопротивление фильтра $R_ф$, принимаемое равным $(0{,}1—0{,}25)R_н$.

3. Определяем основной расчетный параметр A:

для рис. 9.2, *а* $A = I_0 \pi r_ф / U_0$;
для рис. 9.2, *б*, *в* $A = I_0 \pi r_ф / (2U_0)$;
для рис. 9.3, *а* $A = 2I_0 \pi r_ф / U_0$;
для рис. 9.3, *б* $A = I_0 \pi r_ф n^2 / (2U_0)$.

4. Определив A, из графиков на рис. 9.4 определяем параметры B, D, F. Из выражений, приведенных в табл. 9.3, определяем U_2, I_2, I_1, $S_{тр}$, $U_{обр}$, $I_{в.п.ср}$, $I_в$, $I_{в\,max}$.

Проверяем, проходят ли выбранные вентили по значениям $U_{обр}$, $I_{в.п.ср}$, $I_в$, $I_{в\,max}$.

5. Из графиков на рис. 9.5 определяем параметр H. Для рис. 9.2, *а* и 9.3, *а* H определяем по кривой *1*, для рис. 9.2, *б*,*в* по кривой *2*.

По заданным коэффициенту пульсации $K_{п1}$

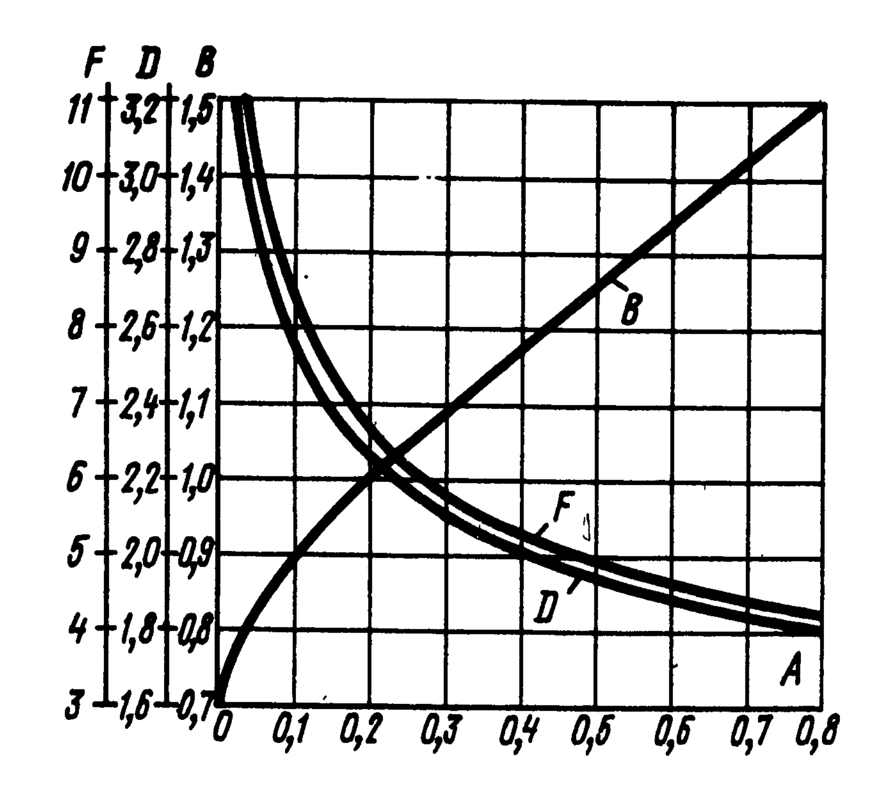


Рис. 9.4

Таблица 9.3. **Параметры выпрямителей (см. рис. 9.2 и рис. 9.3) при работе на емкость**

Тип выпрямителя	U_2	I_2	I_1	$P_{тр}$	$U_{обр\,max}$	$I_{в.п.ср}$	$I_в$	$I_{в.max}$	$f_{п1}$
Однополупериодный	BU_0	DI_0	$I_0\sqrt{D^2-1}(w_2/w_1)$	$0{,}5BD\sqrt{D^2-1}P_0$	$2{,}82BU_0(1+a_{max})$	I_0	DI_0	FI_0	f_c
Двухполупериодный со средней точкой	BU_0	$0{,}5DI_0$	$0{,}7DI_0w_2/w_1$	$0{,}85BDP_0$	$2{,}82BU_0(1+a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}5FI_0$	$2f_c$
Мостовой	BU_0	$0{,}7DI_0$	$0{,}7DI_0w_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$1{,}41BU_0(1+a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}5FI_0$	$2f_c$
С удвоением напряжения	$0{,}5BU_0$	$1{,}41DI_0$	$1{,}41DI_0w_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$1{,}41BU_0(1+a_{max})$	I_0	DI_0	FI_0	$2f_c$
С умножением напряжения	$1/n(BU_0)$	$0{,}7DI_0n$	$0{,}7DI_0nw_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$2{,}82BU_0(1+a_{max})/n$	I_0	DI_0	FI_0	f_c* $2f_c$**

* На нечетных конденсаторах.
** На четных конденсаторах.

Таблица 9.4. **Параметры выпрямителей (см. рис. 9.2, б, в) при работе на индуктивную нагрузку**

Тип выпрямителя	U_2	I_2	I_1	$P_{тр}$	$U_{обр\,max}$	$I_{в.п.ср}$	$I_в$	$I_{в.max}$	$f_{п1}$	$K_{п1}$
Двухполупериодный со средней точкой	$1{,}11U_{0х.х}$	$0{,}7I_0$	I_0w_2/w_1	$1{,}34P_0$	$3{,}14U_0(1+a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}707I_0$	I_0	$2f_c$	0,67
Мостовой	$1{,}11U_{0х.х}$	I_0	I_0w_2/w_1	$1{,}11P_0$	$1{,}57U_0(1+a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}707I_0$	I_0	$2f_c$	0,67

и H определяем емкость конденсатора (в мкФ): для рис. 9.2, *а—в* $C=H/(r_ФK_{п.1})$; для рис. 9.3, *а* $C_1=C_2=H/(2r_ФK_{п1})$.

Задаваемое в начале расчета значение $K_{п1}\leqslant\leqslant 0{,}1\div 0{,}15$ не должно превышать максимально допустимое значение, указанное в ТУ на конденсаторы.

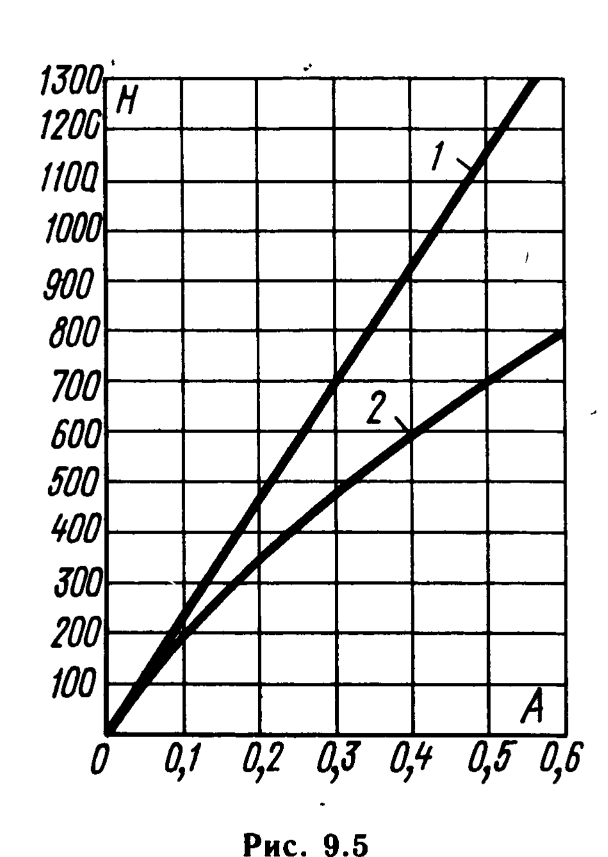


Рис. 9.5

При выборе конденсаторов в выпрямителе с удвоением напряжения (см. рис. 9.3, *а*) необходимо учесть, что коэффициент пульсации на каждой емкости приблизительно в 2 раза больше, чем результирующий.

В выпрямителе с умножением напряжения емкости конденсаторов (в мкФ) всех звеньев принимают одинаковыми:

$$C=\frac{I_0}{f_c U_0}2(n+2)\cdot 10^6.$$

Если на нагрузке необходимо получить меньший коэффициент пульсации, то необходимо на выход выпрямителя включить фильтры RC и LC.

6. В результате расчета получаем исходные данные для расчета трансформатора выпрямителя: U_1, U_2, I_1, I_2, $P_{тр}$.

Расчет выпрямителей, работающих на фильтр, начинающийся с индуктивности

Исходные данные для расчета: U_0, В; I_0, А; $R_н$, Ом; $P_0=U_0I_0$, Вт; U_1В; a_{max}, a_{min}; f, Гц.

1. Из табл. 9.4 определяем параметры вентилей $I_{в.п.ср}$, $I_в$, $U_{обр\,max}$ и выбираем вентили. При этом необходимо, чтобы обратное напряжение $U_{обр\,max}$, приложенное к вентилю, было меньше максимального обратного напряжения для выбранного типа вентиля. Ток $I_{в.п.ср}$ должен быть меньше предельно допустимого среднего тока, указанного в справочнике. Из справочника определяем прямое падение напряжения на вентиле $U_{пр}$.

2. Из табл. 9.1 определяем сопротивление трансформатора.

3. Определяем напряжение холостого хода

$$U_{0х.х}=U_0+I_0r_{тр}+U_{пр}N,$$

где N — число вентилей, работающих одновременно; $N=1$ для рис. 9.2, *а, б* и $N=2$ для рис. 9.2, *в*.

4. По значениям $U_{0х.х}$, I_0, P_0 из табл. 9.4 определяем исходные параметры для расчета трансформатора U_2, I_2, I_1, $P_{тр}$.

9.3. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Параметры фильтров

Для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения, т. е. для ослабления пульсации, между выпрямителем и нагрузкой включается сглаживающий фильтр.

Основной параметр сглаживающих фильтров— коэффициент сглаживания q, определяемый как отношение коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на его выходе, т. е. на нагрузке $q=K_{п.вх}/K_{п.вых}$. Коэффициент пульсаций на входе фильтра $K_{п.вх}=U_{0m1}/U_0=K_{п1}$, где U_{0m1} и U_0 — амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая выпрямленного напряжения.

Коэффициент пульсаций на выходе фильтра $K_{п.вых}=U_{н\,m1}/U_н$, где $U_{н\,m1}$ и $U_н$ — амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая напряжения на нагрузке. Он задается требованиями радиоаппаратуры к питающему напряжению. Коэффициент пульсации на выходе выпрямителя известен после выбора схемы выпрямителя и определения его параметров. Отношение этих коэффициентов дает необходимый коэффициент сглаживания фильтра.

Расчет индуктивно-емкостных фильтров

Наиболее широко используют Г-образный индуктивно-емкостный фильтр (рис. 9.6). Для сглаживания пульсаций таким фильтром необходимо, чтобы $x_C \ll R_н$, а $x_L \gg x_C$. При выполнении этих условий, пренебрегая активным сопротивлением дросселя, коэффициент сглаживания Г-образного фильтра

$$q=K_{п.вх}/K_{п.вых}\approx U_{0m1}/U_{нm1}=(6{,}28fm)^2LC_1-1;$$

для фильтра на рис. 9.2, *б, в* $m=2$.

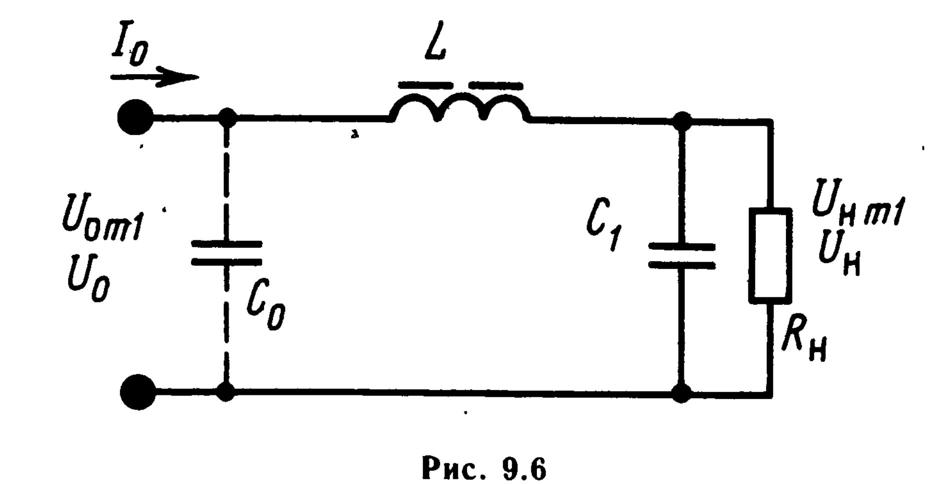


Рис. 9.6

Коэффициент сглаживания q определяется отношением известных пульсаций на входе и выходе фильтра. Необходимое произведение индуктивности и емкости для частоты сети $f = 50$ Гц

$$LC_1 = 10(q+1)/m^2,$$

здесь L, Гн; C, мкФ.

Определив произведение LC_1, необходимо найти значения L и C_1 в отдельности. Одним из основных условий выбора индуктивности дросселя L является обеспечение индуктивности реакции фильтра на выпрямитель, что необходимо для большей стабильности внешней характеристики выпрямителя. Кроме этого, при индуктивной реакции фильтра меньше действующие значения токов в вентилях и обмотках трансформатора, а также меньше габаритная мощность трансформатора.

Для получения индуктивной реакции фильтра необходимо, чтобы

$$L > \frac{2U_0}{6{,}28f\,(m^2-1)\,mI_0} = \frac{2R_н}{(m^2-1)\,m6{,}28f}.$$

Выбрав индуктивность больше данного значения и зная произведение LC_1, можно определить емкость конденсатора C_1.

При расчете фильтра необходимо иметь такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конденсатора, при которых не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсации выпрямленного напряжения и на частоте изменения тока нагрузки. Если нагрузка постоянна, то резонанса не возникает, если собственная частота фильтра $f_0 \leqslant mf/2$, причем $f_0 = 1/6{,}28\sqrt{LC_1}$.
Это условие всегда выполняется при $q > 3$.

Если ток нагрузки изменяется с частотой $f_н$, то условие отсутствия резонанса $f_0 \leqslant f_н/2$, где $f_н$ — частота изменения тока нагрузки.

Зная L, можно рассчитать дроссель фильтра или выбрать стандартный. По найденному из расчета значению C_1 можно выбрать конденсатор. При выборе конденсатора необходимо, чтобы мгновенное значение напряжения на нем не превышало его номинального напряжения. Для этого конденсатор следует выбрать на напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети, увеличенное на 15—20%. Это обеспечит надежную работу конденсаторов при перенапряжениях, возникающих при включении выпрямителя. Необходимо также, чтобы амплитуда переменной составляющей напряжения на емкости не превышала предельно допустимого значения для выбранного типа конденсатора.

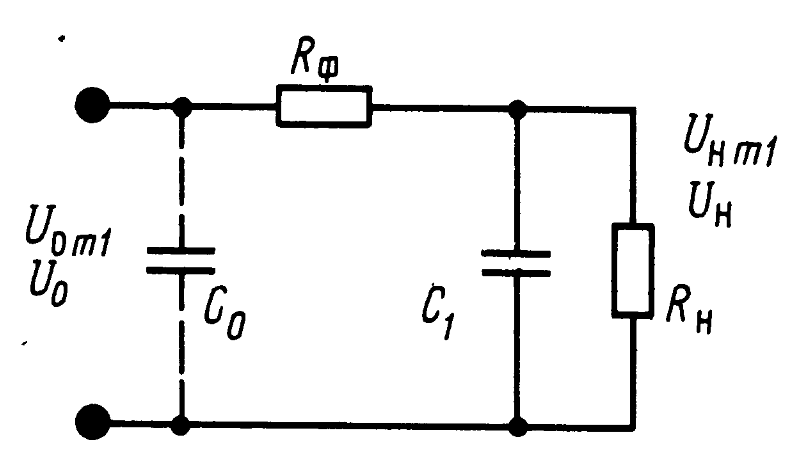


Рис. 9.7

П-образный фильтр LC (рис. 9.6) можно представить в виде двухзвенного, состоящего из емкостного фильтра с емкостью C_0 и Г-образного с L и C_1. При расчете П-образного фильтра емкость C_0 и коэффициент пульсации напряжения на емкости C_0 известны из расчета выпрямителя.

Коэффициент сглаживания Г-образного звена фильтра равен отношению коэффициентов пульсации напряжения на емкости C_0 и сопротивлении нагрузки $R_н$. Зная коэффициент сглаживания Г-образного звена, можно определить произведение LC_1.

В П-образном фильтре наибольший коэффициент сглаживания достигается при равенстве емкостей C_0 и C_1. Принимая $C_1 = C_0$, определяем индуктивность дросселя L.

Расчет резистивно-емкостных фильтров

В выпрямительных устройствах малой мощности иногда применяют фильтры RC (рис. 9.7). В фильтрах RC создается относительно большое падение напряжения и имеют место значительные потери энергии в резисторе $R_ф$. Габариты и стоимость фильтров RC меньше, чем фильтров LC.

Выбор параметров Г-образного фильтра RC для $f_c = 50$ Гц можно сделать на основании формулы

$$R_ф R_н C_1/(R_н + R_ф) = 3200\ q/m,$$

где $R_н$ и $R_ф$, Ом; C_1, мкФ. Сопротивление резистора $R_ф$ определяется с учетом КПД. Обычно КПД $= 0{,}6 \div 0{,}8$. При КПД $= 0{,}8$ $R_ф = 0{,}25R_н$. Емкость конденсатора $C_1 = 16I_0q/(U_0m)$, где I_0 — ток нагрузки, мА.

При $R_ф = 0{,}25R_н$ напряжение на входе фильтра $U_0 = 1{,}25U_н$.

9.4. РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Маломощные силовые трансформаторы обычно изготовляют на стандартных магнитопроводах. Для питания аппаратуры от сети с частотой 50 Гц применяют трансформаторы броневого и стержневого типов. Для частоты 50 Гц по технико-экономическим показателям предпочтительны трансформаторы стержневого типа. Броневая конструкция практически равноценна

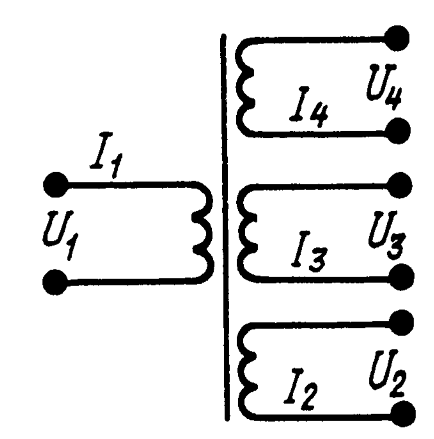


Рис. 9.8

стержневой по массе, но уступает ей по объему и стоимости. Однако для малых мощностей (до 100—200 В • А) при напряжениях менее 1000 В, предпочтение отдают броневым трансформаторам как более простым по конструкции. При мощности в несколько сотен вольт-ампер предпочтительны стержневые трансформаторы с двумя катушками на ленточных магнитопроводах оптимальной формы.

При расчете трансформатора (рис. 9.8) заданными величинами являются: напряжение питающей сети U_1, В; напряжения вторичных обмоток U_2, U_3, ..., В; токи вторичных обмоток I_2, I_3, ..., А; частота тока питающей сети f_c, Гц. Трансформатор рассчитывается в следующем порядке:

1. Определяем ток первичной обмотки

$$I_1 = I_{1(2)} + I_{1(3)} + \ldots + I_{1(n)}.$$

Составляющие тока первичной обмотки, вызванные токами вторичных обмоток, нагруженных на выпрямители, определяются из выражений табл. 9.3, 9.4. Составляющие, вызванные токами вторичных обмоток, при резистивной нагрузке $I_{1(n)} = I_n \times U_n/U_1$, где n — порядковый номер обмотки.

2. Определяем габаритную мощность трансформатора

$$P_{тр} = (U_1 I_1 + U_2 I_2 + U_3 I_3 + \ldots + U_n I_n)/2\eta,$$

где η — КПД, который для маломощных трансформаторов составляет 0,75—0,95.

3. По габаритной мощности трансформатора выбираем магнитопровод. Стандартный магнитопровод можно выбрать также по произведению $S_{ст}S_{ок}$ [см^4], где $S_{ст}$ и $S_{ок}$ — площадь поперечного сечения магнитопровода и площадь окна ($S_{ст} = ba$, $S_{ок} = ch$):

$$S_{ст}S_{ок} = P_{тр}10^2/(2{,}22 f_c B j k_м k_c \eta).$$

Для броневых и стержневых трансформаторов, выполненных на пластинчатых магнитопроводах из горячекатанной стали, индукция в стержне магнитопровода $B = 1{,}2 \div 1{,}3$ Т, в трансформаторах, выполненных на ленточных сердечниках из холоднокатанной стали, $B = 1{,}5 \div 1{,}65$ Т. Плотность тока j [А/мм^2] в проводах обмоток трансформатора 3,5—4,5 А/мм^2 для трансформаторов мощностью до 100 В • А и 2,5—3,5 А/мм^2 для трансформаторов мощностью от 100 до 500 В • А.

Коэффициенты заполнения медью окна магнитопровода $k_м$ при $f_c = 50$ Гц имеют следующие значения:

$P_{тр}$, В • А:	$k_м$:
15—50	0,22—0,28
50—150	0,28—0,34
150—300	0,34—0,36
300—1000	0,36—0,38

Коэффициенты заполнения сталью площади поперечного сечения стержня магнитопровода k_c для толщины листа (ленты) 0,35—0,5 мм составляют 0,89—0,93 для пластинчатых магнитопроводов и 0,95—0,97 для ленточных; для толщины листа 0,2—0,35 мм для пластинчатых магнитопроводов $k_c = 0{,}82 \div 0{,}89$, для ленточных— $0{,}93 \div 0{,}95$.

КПД η определяем из рис. 9.9.

Определив $S_{ст}S_{ок}$, выбираем стандартный магнитопровод, у которого данное произведение больше или равно расчетному.

Выбрав магнитопровод, определяем его основные размеры.

4. Определяем число витков обмоток трансформатора:

$$w_1 = \frac{U_1(1 - \Delta U_1/100)\cdot 10^4}{4{,}44 f_c B S_{ст}};$$

$$w_{2,3,\ldots,n} = \frac{U_2(1 + \Delta U_2/100)\cdot 10^4}{4{,}44 f_c B S_{ст}}.$$

Падение напряжения определяем из рис. 9.10.

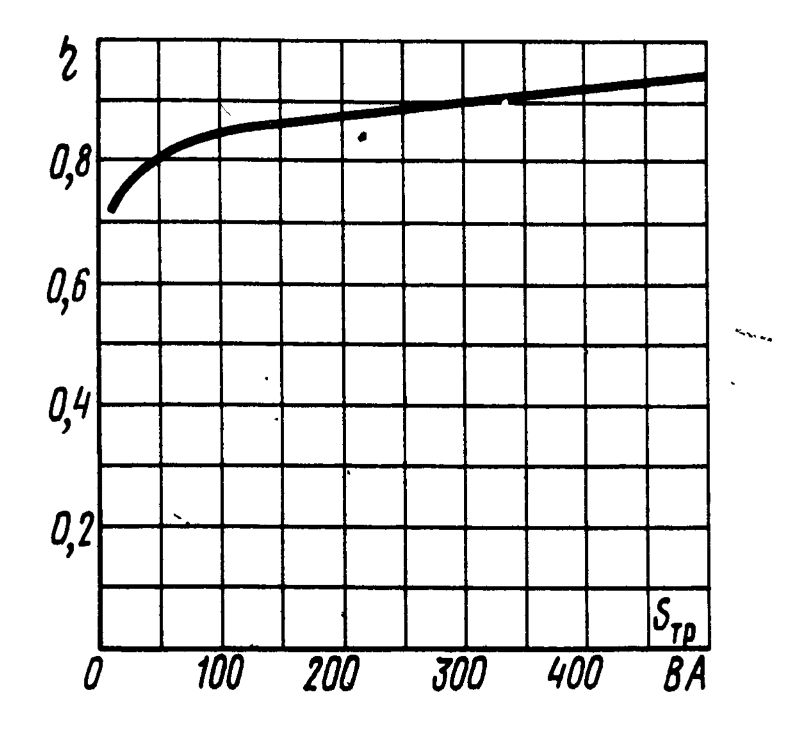


Рис. 9.9

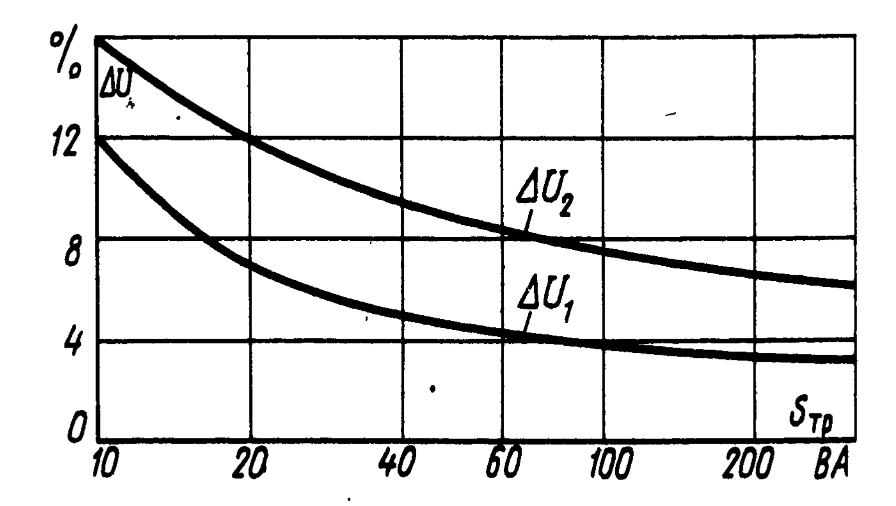


Рис. 9.10

Определяем диаметр проводов обмоток трансформатора (без учета толщины изоляции)

$$d_{1,2,3,\dots,n} = 1{,}13\sqrt{\frac{I_{1,2,3,\dots,n}}{j}}.$$

Выбираем марку провода и определяем диаметры проводов обмоток трансформатора с учетом толщины изоляции $d_{1\text{из}}$, $d_{2\text{из}}$, ..., $d_{n\text{из}}$. Обмотки маломощных низковольтных трансформаторов выполняют в основном из проводов с эмалевой изоляцией (ПЭ, ПЭВ-1, ПЭВ-2).

6. Определяем толщину обмоток трансформатора и проверяем, умещаются ли они в окне выбранного магнитопровода.

9.5. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Классификация и основные параметры

Стабилизаторами напряжения называют устройства, автоматически поддерживающие напряжение на нагрузке с заданной степенью точности.

В зависимости от рода напряжения их подразделяют на стабилизаторы переменного и постоянного напряжений. Кроме того, они подразделяются на стабилизаторы параметрические и стабилизаторы компенсационные.

Основные параметры параметрических и компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения, характеризующие качество стабилизации:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению, определяемый как отношение относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора, т. е.

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \Big/ \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}},$$

где $\Delta U_{\text{вх}}$, $\Delta U_{\text{вых}}$ — соответственно приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки; $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — номинальные входное и выходное напряжения стабилизатора.

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i, равное отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_{\text{н}}$ при неизменном входном напряжении, т. е.

$$r_i = -\Delta U_{\text{вых}}/\Delta I_{\text{н}}.$$

Зная внутреннее сопротивление стабилизатора, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей ома.

3. Коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = \frac{U_{\text{вх}\,m1}}{U_{\text{вых}\,m1}}\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}},$$

где $U_{\text{вх}m1}$, $U_{\text{вых}m1}$ — соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения

Для стабилизации напряжения постоянного тока используются нелинейные элементы, напряжение на которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких нелинейных элементов чаще всего применяют газоразрядные и кремниевые стабилитроны, а также стабисторы. Для повышения стабилизируемого напряжения стабилитроны могут быть включены последовательно. Параллельное включение стабилитронов недопустимо, так как небольшая разница в рабочих напряжениях всегда имеет место и приводит к неравномерному распределению токов, протекающих через них.

На рис. 9.11, *а* представлена схема однокаскадного параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах. При увеличении напряжения на входе стабилизатора ток через стабилитрон $Д_1$ резко возрастает, что приводит к увеличению падения напряжения на гасящем резисторе $R_{\text{г1}}$. Приращение напряжения на гасящем резисторе примерно равно приращению

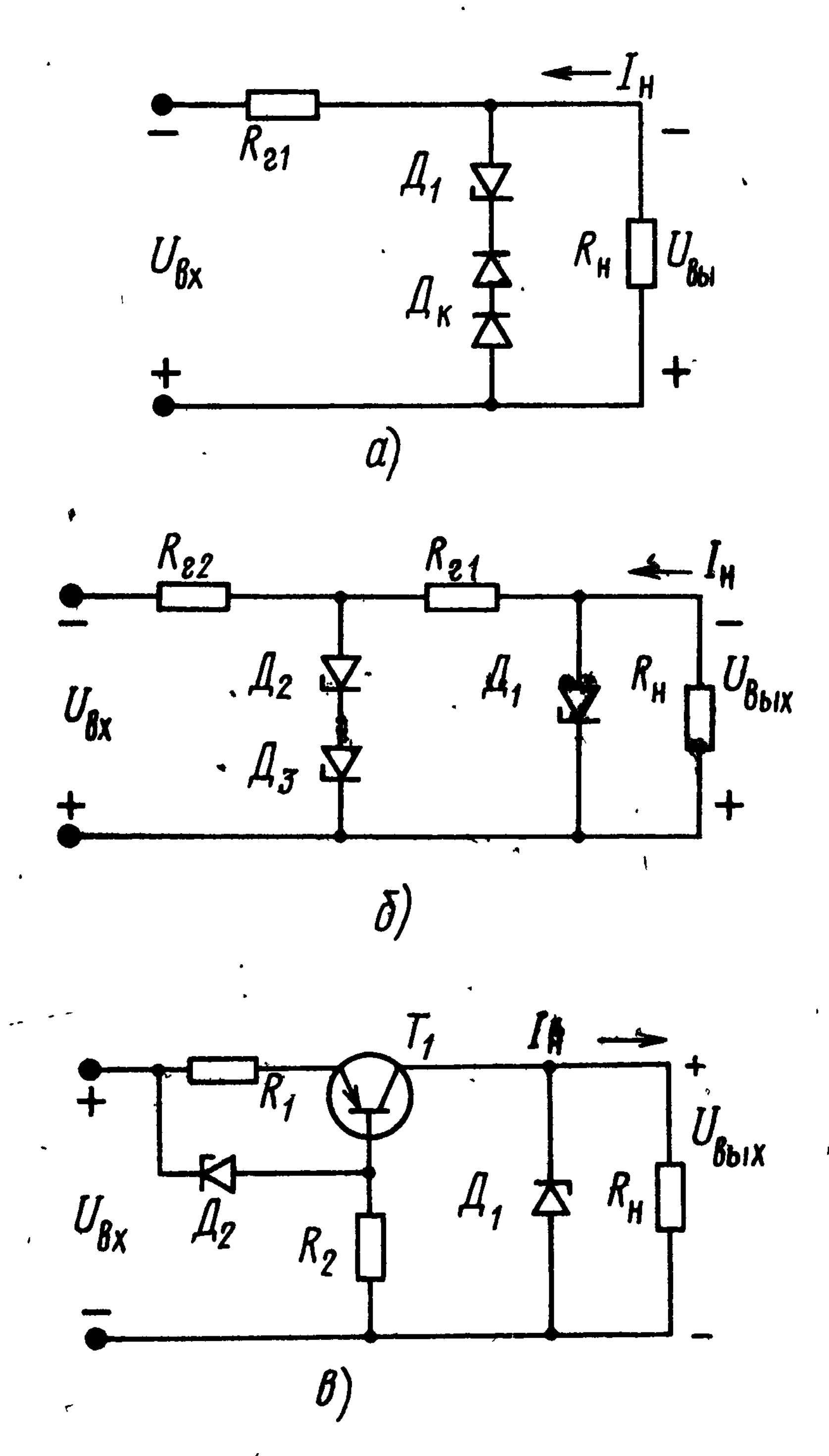


Рис. 9.11

напряжения на входе стабилизатора, так что напряжение на выходе стабилизатора при этом изменяется незначительно. Для термокомпенсации включены диоды $Д_к$.

Если необходимо получить бо́льшую точность стабилизации, применяют двухкаскадный параметрический стабилизатор (рис. 9.11, *б*). Его коэффициент стабилизации равен произведению коэффициента стабилизации первого и второго каскадов.

На рис. 9.11, *в* приведена схема параметрического стабилизатора, в котором вместо гасящего резистора включен стабилизатор тока. Стабилизатор тока имеет большое внутреннее сопротивление, и его применение эквивалентно включению резистора $R_{г1}$ с очень большим сопротивлением. Применение стабилизатора тока вместо гасящего резистора позволяет повысить КПД за счет снижения входного напряжения и увеличить коэффициент стабилизации.

Расчет параметрических стабилизаторов. Исходные данные: номинальное выходное напряжение $U_{вых}$, В; максимальный и минимальный токи нагрузки $I_{н\,max}$, $I_{н\,min}$, А; коэффициент стабилизации $K_{ст}$; внутреннее сопротивление r_i, Ом; амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{вых\,m1}$, В; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения a_{max}, a_{min}.

Расчет однокаскадного стабилизатора (рис. 9.11, *а*):

1. Зная $U_{вых}$, по напряжению стабилизации выбираем тип стабилитрона $Д_1$ (или тип и число последовательно включенных стабилитронов) и определяем дифференциальное сопротивление $r_{ст}$, предельные токи стабилитрона $I_{ст\,min}$, $I_{ст\,max}$, напряжение стабилизации $U_{ст}$ (при последовательном включении нескольких стабилитронов $U_{ст} = \sum_1^n U_{ст\,n}$; $r_{ст} = \Sigma r_{ст\,n}$, где n — число стабилитронов).

2. Уточняем выходное напряжение стабилизатора

$$U_{вых} = U_{ст}.$$

3. Задаемся коэффициентом пульсации на входе стабилизатора

$$K_{п.вх} = U_{вх\,m1}/U_{вх} = a_\sim = 0{,}02 \div 0{,}05.$$

4. Определяем максимальный коэффициент стабилизации

$$K_{ст\,max} = \frac{U_{вых}(1 - \alpha_{min} - \alpha_\sim)}{(I_{н\,max} + I_{ст\,min})r_{ст}}.$$

Убеждаемся, что заданное значение $K_{ст} < K_{ст\,max}$. Если $K_{ст} > K_{ст\,max}$, необходимо применять стабилизаторы по схемам на рис. 9.11, *б*, *в*.

5. Определяем номинальное, минимальное и максимальное входное напряжения стабилизатора:

$$U_{вх} = \frac{U_{вых}}{(1 - a_{min} - a_\sim)} / (1 - K_{ст}/K_{ст\,max}),$$

$$U_{вх\,min} = U_{вх}(1 - a_{min}); \quad U_{вх\,max} = U_{вх}(1 + a_{max}).$$

6. Определяем сопротивление резистора

$$R_{г1} \leqslant [U_{вх}(1 - a_{min} - a_\sim) - U_{вых}]/(I_{н\,max} + I_{ст\,min}).$$

Определяем мощность, рассеиваемую в резисторе $R_{г1}$,

$$P_{Rг1} = (U_{вх\,max} - U_{вых})^2/R_{г1}.$$

Выбираем резистор с ближайшим меньшим номиналом на соответствующую мощность.

7. Для стабилизаторов, выполненных на газоразрядных стабилитронах, для надежного зажигания необходимо проверить выполнение условия

$$R_{г1} \leqslant \frac{U_{вых}}{I_{н\,max}} \left[\frac{U_{01}}{U_{воз}} (1 - \alpha_{min}) - 1 \right],$$

где $U_{воз}$ — напряжение разряда газоразрядного стабилитрона.

8. Определяем максимальный ток стабилитрона

$$I_{ст\,max} = [(U_{вх\,max} - U_{вых})/R_{г1}] - I_{н\,min}.$$

Значение $I_{ст\,max}$ должно быть меньше предельного значения тока, указанного в справочнике для данного типа стабилитрона.

9. Коэффициент стабилизации, внутреннее сопротивление стабилизатора

$$K_{ст} = R_{г1}U_{вых}/(r_{ст}U_{вх}); \quad r_i = r_{ст}.$$

10. Коэффициент сглаживания пульсации $q = K_{ст}$; амплитуда пульсации выходного напряжения

$$U_{вых\,m1} = a_\sim U_{вых}/q.$$

11. Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{U_{вых} I_{н\,max}}{U_{вх}(U_{вх} - U_{вых})/R_{г1}}.$$

12. Определяем максимальный ток, потребляемый от выпрямителя,

$$I_0 = (U_{вх\,max} - U_{вых})/R_{г1}.$$

13. Исходные данные для расчета выпрямителя: U_1, f_c, a_{max}, a_{min}, I_0, $K_{п.вх} = a_\sim = K_{п1}$.

Компенсационные стабилизаторы на транзисторах и интегральных схемах

На рис. 9.12 приведена схема одного из наиболее распространенных транзисторных стабилизаторов напряжения. Стабилизатор состоит из регулирующего элемента (транзисторы T_{11}, $T_{1.2}$, $T_{1.3}$), усилителя постоянного тока (T_2, R_1), источника опорного напряжения ($Д_1$, R_2), делителя напряжения $R_3 - R_5$, резисторов R_6, R_7, необходимых для обеспечения режима по току транзисторов T_{12}, T_{13}, и выходного конденсатора C_1. В стабилизаторе предусмотрена регулировка выходного напряжения; для этого в делитель включен переменный резистор R_4.

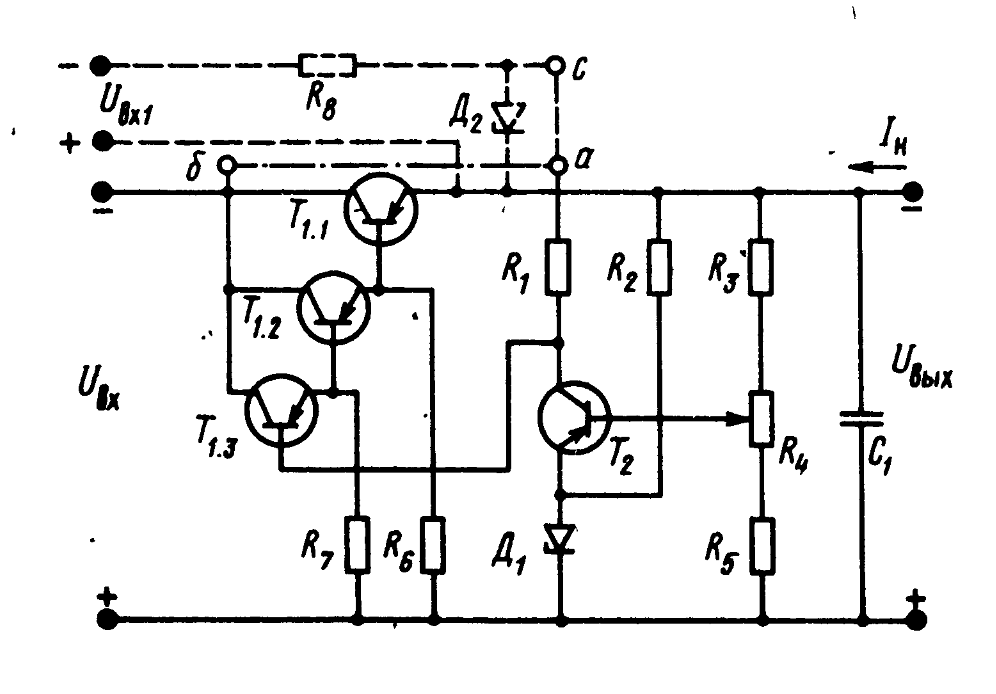


Рис. 9.12

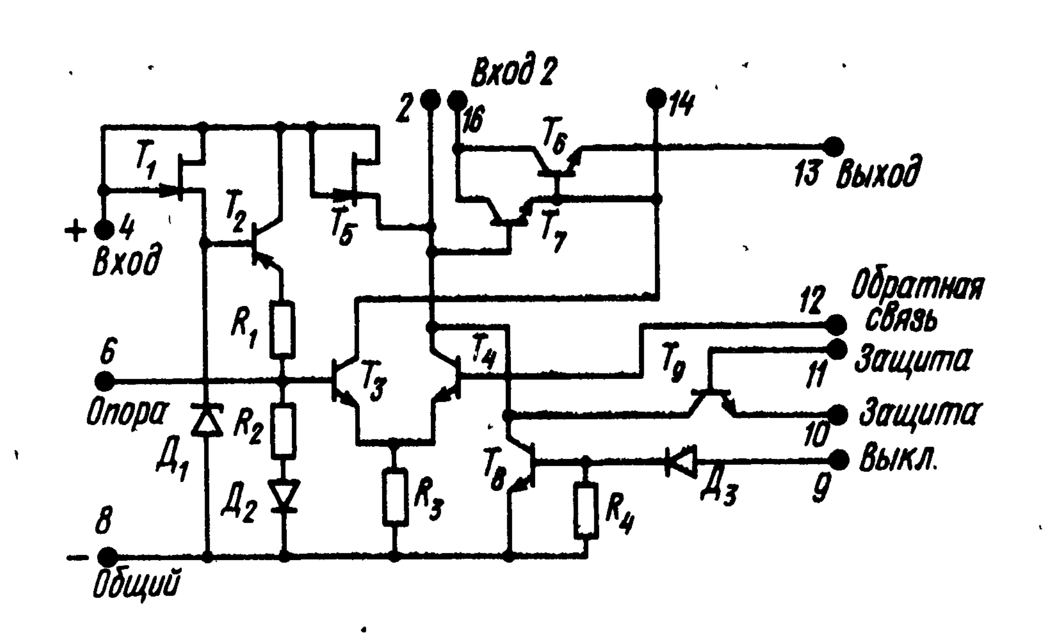


Рис. 9.13

Регулирующий элемент состоит из трех транзисторов: $T_{1,1}$, $T_{1,2}$, $T_{1,3}$, однако это не обязательно. Число транзисторов, входящих в регулирующий элемент, зависит от тока нагрузки. При $I_н<(0{,}02\div0{,}03)$ А в регулирующий элемент входит один транзистор $T_{1.1}$; при $(0{,}02\div0{,}03)$ А$<I_н<(0{,}5\div0{,}6)$ А — два транзистора: $T_{1.1}$, $T_{1.2}$; при $(0{,}5\div0{,}6)$ А$<I_н<(4\div5)$ А — три транзистора: $T_{1.1}$, $T_{1.2}$, $T_{1.3}$.

Стабилизатор может быть выполнен на транзисторах типа *p-n-p* (германиевых) или *n-p-n* (кремниевых). При выполнении на транзисторах *n-p-n* полярности напряжений на входе и выходе изменяются на противоположные. При этом необходимо переключить стабилитроны $Д_1$ и $Д_2$, чтобы напряжение на их аноде было отрицательно относительно катода.

Усилитель постоянного тока в стабилизаторе может питаться от дополнительного источника (параметрического стабилизатора $Д_2$, R_8) или непосредственно от входного напряжения. В первом случае точка *а* соединена с точкой *с* (показано пунктиром), а во втором — с точкой *б* (см. рис. 9.12, показано штрих-пунктиром).

При питании усилителя от дополнительного источника коэффициент стабилизации выше, чем при питании от входного напряжения.

Расчет транзисторного стабилизатора (см. рис. 9.12). Исходные данные: номинальное выходное напряжение $U_{вых}$, В; пределы регулирования выходного напряжения в сторону увеличения и уменьшения $\Delta U_{вых(+)}$, $\Delta U_{вых(-)}$, В; ток нагрузки $I_{н\,max}$, А; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения a_{max}, a_{min}.

1. Из табл. 9.5 определяем входное напряжение (минимальное, номинальное и максимальное), ток, потребляемый стабилизатором от источника питания $I_{вх}=I_0$, и коэффициент пульсации $K_{п.вх}$. Зная их значения, можно рассчитать выпрямитель и фильтр стабилизатора.

2. В зависимости от тока нагрузки определяем число транзисторов, входящих в регулирующий элемент.

3. По табл. 9.6 определяем параметры и выбираем типы транзисторов по $I_{К max}$, $U_{КЭ\,max}$ и $P_к$. Транзистор $T_{1.1}$ обычно устанавливается на теплоотводе.

4. Выбираем типы стабилитронов $Д_1$, $Д_2$ по напряжению $U_{ст}$ (см. табл. 9.6) и определяем их параметры.

5. Определяем сопротивления резисторов R_1 — — R_8 (табл. 9.7) и мощности, рассеиваемые в них $P_R=U_R^2/R=I_R^2R$.

Выпускают три типа стабилизаторов напряжения в интегральном исполнении серии К142ЕН: с регулируемым выходным напряжением, с фиксированным выходным напряжением и с двухполярными входным и выходным напряжениями. На рис. 9.13 приведена схема интегральных стабилизаторов серии К142ЕН1,2 (АБ). Стабилизаторы выполнены на кристалле размером 1,7×1,7 мм. Стабилизаторы данной серии имеют достаточно высокий коэффициент стабилизации

Таблица 9.5. **Входные напряжения и ток**

$U_{вх\,min}$	$U_{вх}$	$U_{вх\,max}$	$K_{п.вх}=U_{вхm1}/U_{вх}$	$I_{вх}=I_0$
$U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}+(4\div5)$	$\dfrac{U_{вх\,min}}{(1-a_{min})}$	$U_{вх}(1+a_{max})$	0,05—0,1	$(1{,}1-1{,}2)I_{н\,max}$
$U_{вх1\,min}$	$U_{вх1}$	$U_{вх1\,max}$	$K_{п.вх1}$	$I_{вх1}=I_{01}$
$2U_{д2}$	$\dfrac{2U_{д2}}{1-a_{min}}$	$U_{вх1}(1+a_{max})$	0,02—0,05	$\dfrac{U_{вх1\,max}-U_{д2}}{R_8}$

Таблица 9.6. **Параметры транзисторов и стабилитронов**

Параметр	$T_{1.1}$ (П210, П213, П214, П216, П218, КТ802А, КТ803А, КТ902А)	$T_{1.2}$ (ГТ402, ГТ403, ГТ105, П605, П608, П213—216, КТ601, КТ602, КТ605)	$T_{1.3}$ (МП20, МП21, МП39, МП40, ГТ115, ГТ116, ГТ308, ГТ311, МП111, МП113, ГТ311, ГТ312, КТ342)		Параметр	$Д_1$ (КС133А, КС156А, КС196)	$Д_2$ (КС139А, КС191М Д818)
			$T_{1.3}$	T_2			
I_{Kmax}	$(1{,}1-1{,}2)\times I_{нmax}$	$\frac{I_{K11max}}{h_{21Э11min}}$	$\frac{I_{K12max}}{h_{21Э12min}}$	$(3-5)\cdot 10^{-3}$A	$U_{ст}$	$U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}-(2\div 3)$ В	$U_{д1}$
$U_{КЭmax}$	$U_{вхmax}-U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}$			$U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}-U_{д1}$	$I_{стmax}$	$5\cdot 10^{-3}+\frac{U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}}{R_2}$	$\frac{U_{вх1max}-U_{д2}}{R_8}-(3\div 5)\times 10^{-3}$
$P_к$	$U_{КЭmax}I_{КЭmax}$						

Таблица 9.7. **Сопротивление резисторов R_1—R_8**

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8
$\frac{U_{д2}}{(3\div 5)10^{-3}}$ *	$\frac{[U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}-U_{д1}]}{(3-5)\cdot 10^{-3}}$	$\Sigma R_{дел}=(R_3+R_4+R_5)=\frac{U_{вых}}{(5\div 10)\cdot 10^{-3}}$			$\frac{U_{вых}}{I_{КБО11}}$	$\frac{U_{вых}}{I_{КБО12}}$	$\frac{U_{д2}}{10^{-2}}$
$(1{,}5\div 3)$ кОм**		$\Sigma R-R_4-R_5$	$\Sigma R_{дел}\left(1-\frac{U_{д1}}{U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}}\right)$	$\frac{\Sigma R_{дел}U_{д1}}{U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}}$			

* Точка *а* соединена с точкой *с* (показано пунктиром на рис. 9.12).
** Точка *а* соединена с точкой *б* (показано штрих-пунктиром на рис. 9.12). ($I_{КБО}$ — определяется из справочника для $T_{1.1}$, $T_{1.2}$).

и малое внутреннее сопротивление. В них предусмотрена защита от перегрузок и короткого замыкания. Основные данные стабилизаторов приведены в табл. 9.8.

Схема включения стабилизаторов К142ЕН1,2 приведена на рис. 9.14. Для нормальной работы подключается внешний делитель R_1 — R_3, делитель цепи защиты R_5, R_6, датчик тока R_4 и конденсаторы C_1, C_2.

Резистор R_3 обычно выбирается сопротивлением 1,2 кОм; $R_1=(U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}-2{,}4)/2$; $R_2=(\Delta U_{вых(+)}+\Delta U_{вых(-)})/2(R_1$ и R_2, кОм).

При расчете сопротивлений резисторов R_1 — R_3 необходимо, чтобы значение $U_{вых}$ находилось в пределах, указанных в табл. 9.8.

Сопротивление резистора R_5 принимаем равным 2 кОм; $R_6=(U_{вых}+0{,}7)/0{,}3$ кОм.

При определении сопротивления R_4 необходимо задаться пороговым током, при котором начи-

Таблица 9.8. **Параметры интегральных стабилизаторов**

Тип	$U_{вых}$, В	$I_н$ А	$U_{КЭ\,min}$, В	P_{max}, Вт
К142ЕН1Б	+ (3—12)	0,15	4/2,5*	0,8
К142ЕН2Б	+ (9—30)	0,15	4/2,5*	0,8

* При питании усилителя от дополнительного источника.

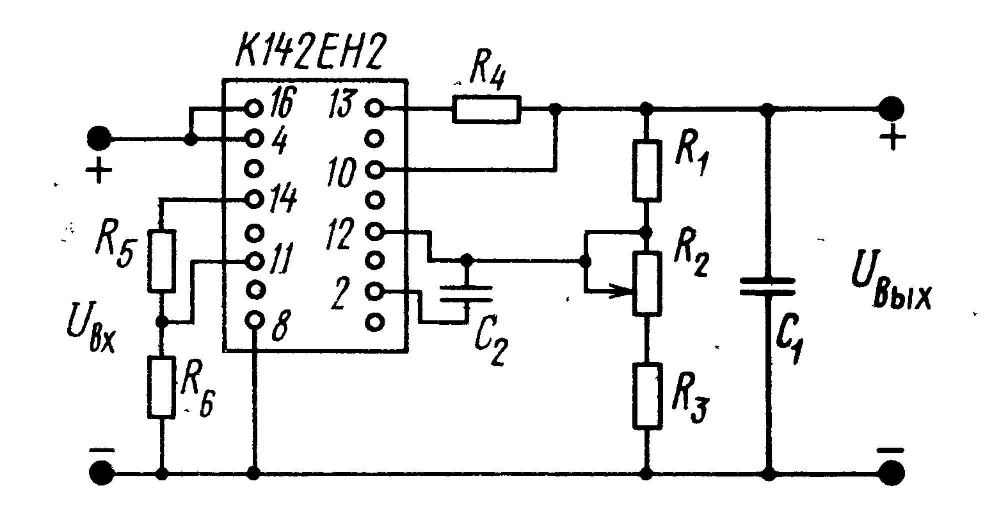
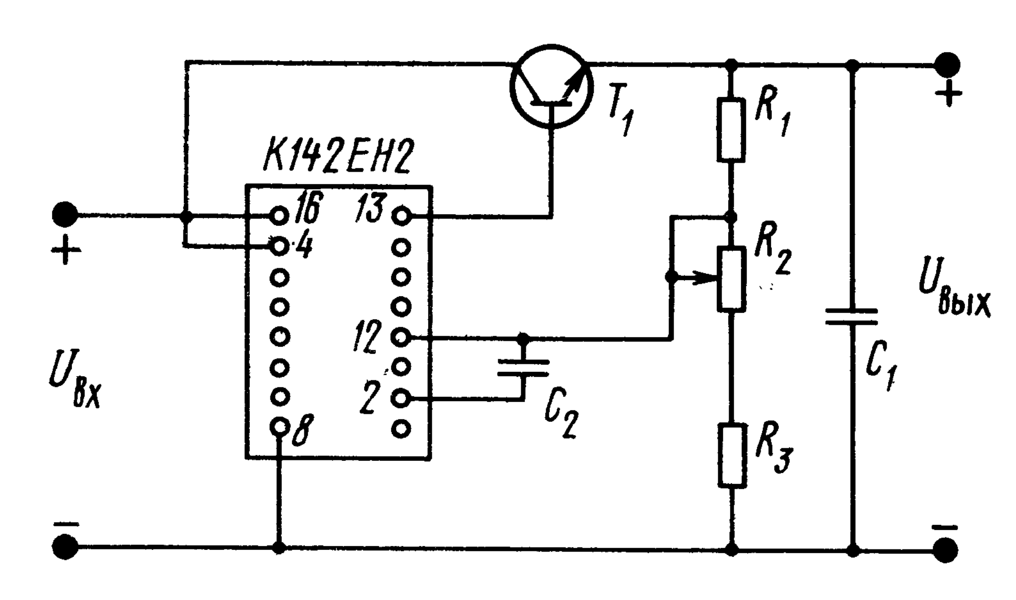


Рис. 9.14

Рис. 9.15



нает срабатывать защита $I_{н.пор}$, т. е. $R_4 \approx \approx 0{,}7/I_{н.пор}$.

С помощью конденсаторов C_1, C_2 обеспечивается устойчивая работа стабилизатора. При $U_{вых} < 5$ В $C_2 \geqslant 0{,}1$ мкФ, $C_1 \geqslant 5 \div 10$ мкФ. При $U_{вых} > 5$ В $C_2 \geqslant 100$ пФ, $C_1 \geqslant 1$ мкФ.

Входные напряжения определяются по формулам: $U_{вх\,min} \geqslant U_{вых} + \Delta U_{вых(+)} + I_{н\,max}R_4 + U_{КЭmin}$; $U_{вх} = U_{вх\,min}/(1 - a_{min})$; $U_{вх\,max} = U_{вх}(1 + a_{max})$; значение $U_{КЭmin}$ берется из табл. 9.7. Максимальное входное напряжение не должно превышать 40 В.

Для увеличения выходного тока подключается внешний мощный транзистор (рис. 9.15). Сопротивления резисторов R_1 — R_3 и емкость конденсатора C_2 выбираются так же, как и для схемы на рис. 9.14. Емкость конденсатора C_1 необходимо при этом увеличить: $C_1 \geqslant 10 \div 50$ мкФ.

Использование дополнительного транзистора типа КТ802А, КТ803А или КТ908 позволяет получить выходные токи $I_н > 1$ А без ухудшения основных параметров.

9.6. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Схемы преобразователей

Для питания аппаратуры от источников постоянного тока с низким напряжением (аккумуляторные батареи) используются транзисторные преобразователи. Преобразователи постоянного напряжения широко применяются как автономные источники в высоковольтных источниках питания и источниках электропитания с бестрансформаторным входом.

Транзисторные преобразователи напряжения подразделяются по способу возбуждения на два типа: с самовозбуждением и с усилением мощности. Преобразователи с самовозбуждением выполняют на небольшие мощности (до нескольких десятков ватт) по однотактной и двухтактной схемам. Наиболее широкое применение получили двухтактные преобразователи напряжения. На рис. 9.16 приведена схема наиболее распространенного двухтактного преобразователя. Преобразователь состоит из трансформатора $Тр_1$ и двух транзисторов T_1, T_2, включенных по схеме ОЭ. Трансформатор выполнен на магнитопроводе из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (например, 50НП, 79НМ, 34НКМП). Входными зажимами преобразователь включен в сеть источника постоянного тока с напряжением U_0. Напряжение, снимаемое с резистора R_2 делителя напряжения, создает на базах транзисторов отрицательное (относительно эмиттеров) смещение, что обеспечивает надежный запуск преобразователя.

В результате действия ПОС транзисторы поочередно подключают источник питания к первичным обмоткам трансформатора w_1' и w_1''. Во вторичной обмотке трансформатора наводится ЭДС прямоугольной формы.

При преобразовании больших мощностей наибольшее распространение получили преобразо-

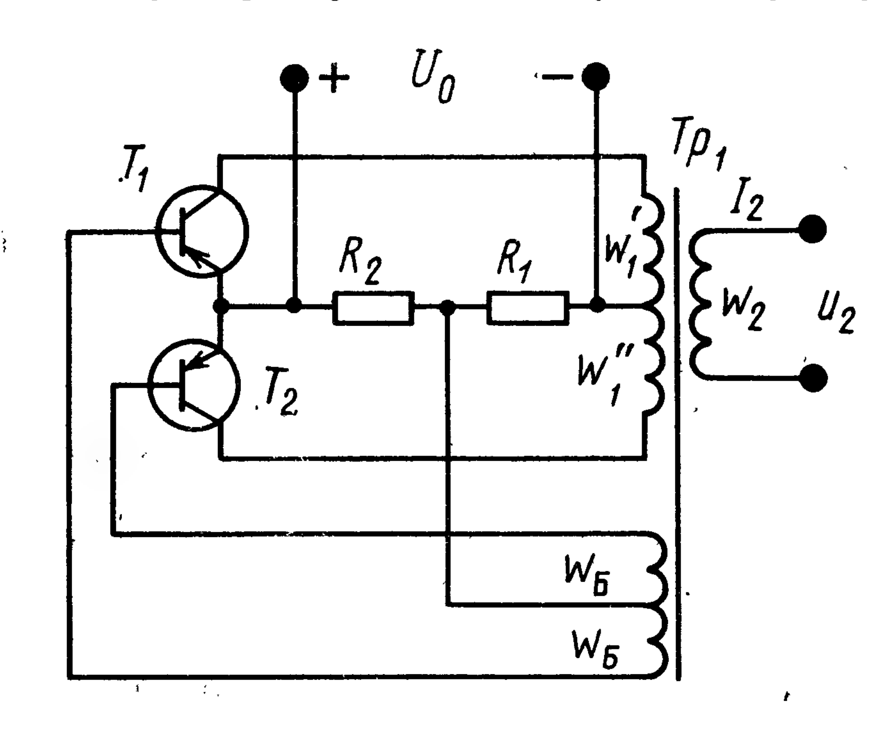


Рис. 9.16

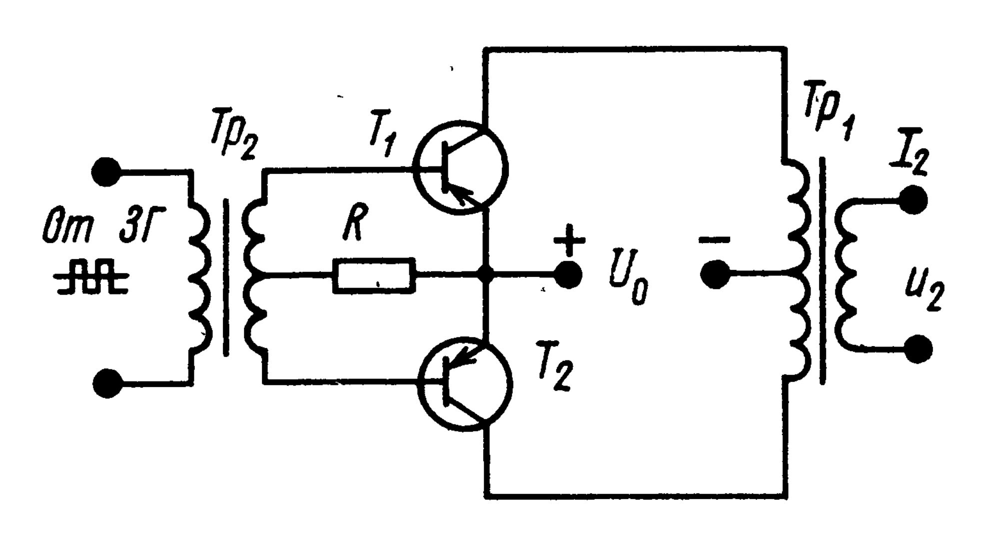


Рис. 9.17

ватели с использованием усилителя мощности, управляемого от задающего генератора. В качестве задающего генератора можно использовать преобразователь с самовозбуждением. Применение таких преобразователей целесообразно, когда необходимо обеспечить постоянство частоты и напряжения на выходе, а также неизменность формы кривой переменного напряжения при изменении нагрузки преобразователя. Схема двухтактного усилителя мощности приведена на рис. 9.17.

Транзисторы усилителя мощности T_1, T_2 работают поочередно. В течение первого полупериода под действием управляющего напряжения один из транзисторов, например T_1, открыт и находится в насыщении, а транзистор T_2 закрыт и находится в режиме отсечки. Во второй полупериод транзисторы переключаются. Напряжение питания U_0 поочередно прикладывается к верхней и нижней половинам первичной обмотки трансформатора, при этом в его вторичной обмотке наводится ЭДС прямоугольной формы.

Расчет преобразователей

Исходные данные: напряжение питания U_0, В; выходное напряжение преобразователя U_2, В; максимальный ток вторичной обмотки I_2, А; частота генерации преобразователя f, Гц. Необходимо знать также вид нагрузки (резистивная, мостовой выпрямитель, выпрямитель со средней точкой, выпрямители с удвоением).

1. Определяем ток открытого транзистора

$$I_{К\,нас} = I_{2max}U_2/(\eta U_0).$$

Принимаем $\eta = 0{,}72 \div 0{,}9$. Амплитуда тока вторичной обмотки $I_{2max} = I_2$, если преобразователь работает на резистивную нагрузку, на мостовой выпрямитель или цепь удвоения. Если нагрузкой является двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, то $I_{2max} = I_2\sqrt{2}$.

2. Максимальное напряжение на закрытом транзисторе $U_{КЭ\,max} \approx 2{,}4U_0$.

3. По максимальному току $I_{К\,max}$ и максимальному напряжению $U_{КЭmax}$ выбираем тип транзисторов T_1, T_2:

для рис. 9.16 $I_{К\,max} = (2\div3)I_{К\,нас}$;

для рис. 9.17 $I_{К\,max} = (1{,}3\div1{,}5)I_{К\,нас}$.

4. Ток базы транзистора $I_{Б\,нас} = (1{,}3 \div 1{,}5) \times I_{К\,нас}/h_{21Эmin}$, где $h_{21Э\,min}$ — минимальный коэффициент передачи тока T_1, T_2 в схеме ОЭ.

5. Напряжение базовых обмоток $U_Б = (2{,}5 \div 3{,}5)$ В.

6. Сопротивления резисторов R_1, R_2R_6:

$$R_1 = U_0R_2/(0{,}5 \div 1);$$

$$R_2 = [U_Б - (0{,}5 \div 0{,}7)]/I_{Б\,нас};$$

$$R_Б = (1{,}4 \div 2)/I_{Б\,нас}.$$

7. Рассчитываем параметры трансформатора. Магнитопровод трансформатора у преобразователя с самовозбуждением изготовляется из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (50НП, 34НКМП, 79НМ). У преобразователя с усилителем мощности сердечник трансформатора изготовляется из сталей с высокой магнитной проницаемостью (Э306, Э308). Магнитопровод трансформатора выбирается по произведению $S_{ст}S_{ок}$ (см. § 9.4):

$$S_{ст}S_{ок} = P_{тр} \cdot 10^2/(2fBjk_мk_с\eta),$$

где $P_{тр} = 1{,}3U_2I_2$ (нагрузка преобразователя — мостовой выпрямитель или резистивная нагрузка); $P_{тр} = 2{,}1U_2I_2$ (нагрузка — двухполупериодный выпрямитель со средней точкой); для сплава 50НП $B_s = 1{,}5$ Т, для 79НМ $B_s = 0{,}85$ Т, для сплава 34НКМП $B_s = 1{,}5$ Т.

В преобразователях с самовозбуждением $B = B_s$, а в преобразователях с усилителем мощности $B = (0{,}7 \div 0{,}8)B_s$. Значения j, $k_м$, $k_с$ определяют так же, как в § 9.4; $\eta = 0{,}8 \div 0{,}95$.

Числа витков вторичной, первичной и базовой обмоток преобразователя:

$$w_1 = U_0 10^4/(4fBS_{ст}k_с);\ w_2 = (U_2/U_0)w_1;$$
$$w_Б = (U_Б/U_0)w_1.$$

Определяем токи в обмотках трансформатора: $I_1 = I_{К\,нас}\sqrt{2}$; $I_Б = I_{Б\,нас}\sqrt{2}$.

Диаметры проводов обмоток определяем из выражений, приведенных в § 9.4.

9.7. ХИМИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА

Для питания переносной радиоаппаратуры применяют гальванические элементы и аккумуляторы емкостью до 10 А • ч. Гальванические элементы — это источники одноразового действия, аккумуляторы — источники многократного действия. Наиболее распространены гальванические элементы марганцево-цинковой, марганцево-воздушный, воздушно-цинковой и ртутно-цинковой систем с солевым и щелочным электролитами. Из аккумуляторов наиболее часто употребляют никель-кадмиевые и реже — серебряно-цинковые. Предпочтительны аккумуляторы герметичной конструкции и герметичные ртутно-цинковые элементы.

Параметры гальванических элементов, батарей и аккумуляторов приведены в табл. 9.9—9.12.

Таблица 9.9. **Сухие марганцево-цинковые элементы с солевым электролитом (ГОСТ 12333—74)**

Тип	Начальное напряжение, В	Гарантийный срок хранения, мес.	Режим непрерывного разряда: Продолжительность работы при 20 и 60° С, не менее, ч	Режим непрерывного разряда: Сопротивление внешней цепи, Ом	Режим непрерывного разряда: Конечное напряжение, В	Режим прерывистого разряда: Продолжительность работы при 20—25° С, не менее, ч	Режим прерывистого разряда: Сопротивление внешней цепи, Ом	Режим прерывистого разряда: Конечное напряжение, В	Периодичность проведения циклов разряда	Диаметр, мм	Высота, мм	Масса, кг	Объем, см³
286	1,48	3	16	200	1	48	300	0,9	12 ч в день ежедневно	10,5	44,5	10	3,85
314	1,52	6	30	200	1	60	300	0,9	То же	14,5	38	15	6,27
316	1,52	9	48	200	1	100	300	0,9	"	14,5	50,5	20	8,33
332	1,4	6	4,8	20	0,85	1,33	5	0,75	5 мин в день 5 дней в неделю	21,5	37,3	30	13,5
336	1,4	6	7	20	0,85	2,83	5	0,75	10 мин в день 5 дней в неделю	21,5	60	45	21,77
343	1,55	18	9	20	0,85	3,33	5	0,75	То же	26,2	50	50	27
373	1,55	18	28	20	0,85	11,5	5	0,75	30 мин в день 5 дней в неделю	34,2	61,5	115	56,5
374	1,55	18	35	20	0,85	12	5	0,75	То же	34,2	75	130	68,9
376	1,55	18	45,5	20	0,85	18,6	5	0,75	"	34,2	91	165	83,5
425	1,48	15	100	20	0,85	—	—	—	—	40	100	235	125,6
465	1,50	18	340	20	0,85	—	—	—	—	51	125	502	255,2

Примечание. Элементы 425 и 465 работоспособны при $T_{окр}$ от —20 до +60° С, остальные элементы — при $T_{окр}$ от —40 до +60° С.

Таблица 9.10. **Сухие марганцево-цинковые и воздушно-цинковые элементы и батареи со щелочным электролитом**

Тип	Напряжение*, В	Гарантийный срок хранения, мес	Режим разряда: Продолжительность работы, ч	Режим разряда: Средний разрядный ток, мА	Диаметр, мм	Высота, мм	Масса, г	Объем, см³
Элемент								
А-314	—/0,9	—	25	40	14	38	15	5,8
А-316	—/0,9	—	45	50	14	50	25	7,7
А-332	—/0,9	—	6	150	20	37	30	11,6
А-336	—/0,75	—	12,5	200	20	58	45	18
А-343	—/0,75	—	15	200	26	49	65	26
А-373	—/0,75	—	45	300	34	61,5	115	56
Батарея								
«Крона-ВЦ»	9/5,6	9	60	10	26×16×49			20,4
«Рубин-1»	4,1	9	140	40	62×21×63		150	82
«Рубин-2»	4	9	20	270	62×21×63		150	82
«Свет»	—	—	12,5	270	62×21×63		175	82
«Синичка»	9	—	70	45	72×24×126		250	223
«Финиш»	9	—	100	10	26×21×62		60	34
КБС рамочной конструкции	4,5	—	16	300	63×22×65		200	90

* Числитель — начальное, знаменатель — конечное напряжеиия.

Таблица 9.11. **Сухие ртутно-цинковые элементы (ГОСТ 12537—67)**

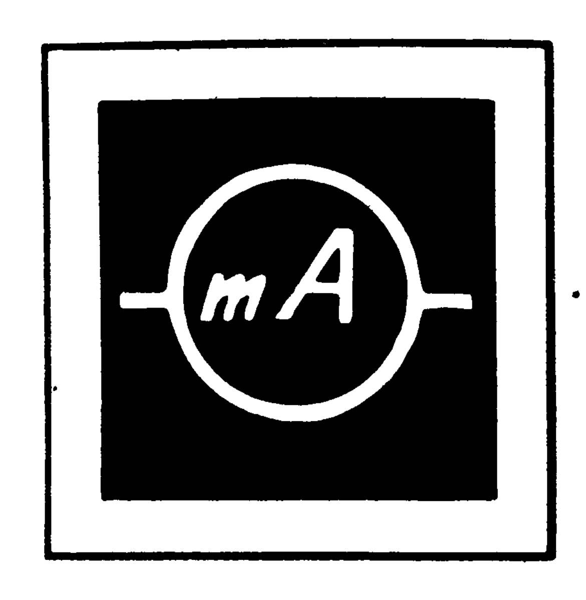
Тип	Начальное напряжение, В	Гарантийный срок хранения, мес.	Режим непрерывного разряда[1]: При $T_{окр}=20\div50°$ C: Продолжительность работы, ч	Режим непрерывного разряда[1]: При $T_{окр}=20\div50°$ C: Сопротивление внешней цепи, Ом	Режим непрерывного разряда[1]: Емкость при $T_{окр}=20°$C, А · ч	Диаметр, мм	Высота, мм	Масса, г	Объем, см³
РЦ53	1,25	12	24	120	0,25	15,6	6,3	4,6	1,2
РЦ55	1,22	30	50	120	0,5	15,6	12,5	9,5	2,4
РЦ63	1,25	18	27	60	0,55	21	7,4	10,5	2,6
РЦ65	1,22	30	53	60	1	21	13	18,1	4,5
РЦ73	1,25	18	32	40	1	25,5	8,4	17,2	4,3
РЦ75	1,22	30	55	40	1,5	25,5	13,5	27	6,9
РЦ82Т[2]	1,25	18	—	—	1,5	30,1	9,4	30	6,7
РЦ83	1,25	18	35	25	1,5	30,1	9,4	28,2	6,7
РЦ83Х[3]	1,22	12	—	—	1,5	30,1	9,4	28,2	6,7
РЦ84[4]	1,25	30	—	—	2,5	30,1	14	45	9,9
РЦ85	1,22	30	55	2,5	2,5	30,1	14	39,5	9,9
РЦ85У[5]	1,22	18	55	25	2,5	30,1	14	39,5	9,9
РЦ93	1,25	27	—	—	13	31	60	170	45

[1] В этом режиме конечное напряжение 1 В.
[2] В режиме непрерывного разряда при сопротивлении внешней цепи 25 Ом и $T_{окр}=20\div70°$ С работает в течение 35 ч и при $T_{окр}=0°$ С — в течение 12 ч.
[3] Работает при $T_{окр}=-30\div+50°$С.
[4] Работает при $T_{окр}=10\div70°$С.
[5] В режиме непрерывистого разряда 8 ч работы и 16 ч отдыха в сутки; при $T_{окр}=-30°$С, сопротивлении внешней цепи 100 Ом и конечном напряжении 0,9 В работает в течение 20 ч

Таблица 9.12. **Герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы**

Тип	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, А · ч	Максимальные размеры, мм: Длина	Максимальные размеры, мм: Ширина (диаметр)	Максимальные размеры, мм: Высота	Масса, г	Объем, см³	Примечание
Д-0,03	1,25	0,03	—	11,5	5	2	0,5	Дисковый
Д-0,06	1,25	0,06	—	15,7	6,6	4	1,3	«
Д-0,1	1,25	0,1	—	20,1	7,1	16	2,3	«
7Д-0,1	8,75	0,1	—	24,1	62,2	60	28,6	«
Д-0,125	1,25	0,125	—	20	6,6	7	2,1	«
Д-0,25	1,25	0,25	—	27,2	10,3	14	6,1	«
КНГ-0,35Д	1,25	0,35	15	10	41	21	6,1	Прямоугольный
Д-0,5	1,25	0,5	—	34	9,5	30	8,6	Дисковый
КНГ-0,7Д	1,25	0,7	25	12	41	40	12,3	Прямоугольный
КНГ-1Д	1,25	1	35	14	41	61	20	«
КНГЦ-1Д	1,25	1	—	20	60	55	18,7	Цилиндрический
КНГЦ-3Д	1,25	3	—	34	61,5	174	56	«
10КНГ-3,5Д	12	3,5	99	78	175	2500	1350	Прямоугольный
КНГ-10Д	1,25	10	45,5	29,5	161,5	580	216	«
КНГК-10Д	1,25	10	49,3	33,3	120	440	196	«

Примечания: 1. Аккумуляторы работоспособны при $T_{окр}$ от —30 до +50°С.
2. Срок службы 400—600 циклов.



ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

РАЗДЕЛ 10

СОДЕРЖАНИЕ

10.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Метрологическая терминология

Правильное выполнение измерений и изучение технической литературы, посвященной измерениям и измерительным приборам, возможны лишь при знании основных терминов и определений метрологии, параметров радиотехнических сигналов и систем единиц измерения физических величин, установленных ГОСТ.

Измерение — нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

Прямое измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из опытных данных.

Косвенное измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям.

Средство измерений — техническое средство, используемое при измерении и имеющее нормированные метрологические свойства. Средствами измерений являются меры, измерительные приборы, измерительные преобразователи, измерительные каналы, измерительные устройства, измерительные системы.

Измерительный прибор — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации (т. е. сигнала, содержащего количественную информацию об измеряемой физической величине) в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем.

Эталон единицы — это средство измерений (или комплекс средств измерений), обеспечивающее воспроизведение и (или) хранение единицы физической величины с целью передачи ее размера образцовым и рабочим средствам измерений.

Образцовое средство измерений — мера, измерительный прибор или измерительный преобразо-

ватель, служащие для поверки по ним других средств измерений и утвержденные в качестве образцовых.

Результат измерения — значение величины, найденное ее измерением. Результат находят по показаниям средств измерений, использованных при измерении.

Показание средства измерения — это значение измеряемой величины, определяемое по отсчетному устройству средства измерений и выраженное в принятых единицах этой величины.

Отсчетом называется число, отсчитанное по отсчетному устройству средства измерений либо полученное счетом последовательных отметок или сигналов.

Для нахождения показания $A_п$ отсчет N неименованной шкалы нужно умножить на цену деления шкалы $k : A_п = Nk$. Множитель k — величина размерная. Например, В/деление, Гц/деление и т. д.

Объекты измерений

Объектами электрорадиоизмерений являются значения физических величин, параметры компонентов устройств, режимов цепей, параметры и характеристики электрических сигналов в цепях и устройствах. При постановке задачи на измерение нужно конкретно указывать, какой параметр, характеристику или значение сигнала следует измерить.

Правильные измерения возможны лишь при знании некоторых предварительных (априорных) сведений об объекте измерений. Например, измерение параметров синусоидального напряжения требует определенных вольтметров: амплитуду напряжения лучше измерить вольтметром типа В4-2, а средневыпрямленное значение напряжения — вольтметром В3-28.

Предварительные сведения о сигнале, параметр которого подлежит измерению, можно получить из анализа работы устройства, вырабатывающего этот сигнал или использующего его. Уточнение этих сведений часто возможно после предварительных исследований объекта измерений с помощью осциллографа или другого прибора.

Параметры измеряемых сигналов

Термины и определения, относящиеся к параметрам сигналов, даны в ГОСТ 16465—70.

Мгновенное значение сигнала $x(t)$ — это значение сигнала в заданный момент времени (рис. 10.1).

Максимальное значение сигнала X_{max} — наибольшее мгновенное значение сигнала на протяжении заданного интервала времени. Для периодических сигналов термин «максимальное значение сигнала» часто заменяют термином «амплитуда» (X_m).

Минимальное значение сигнала X_{min} — наименьшее мгновенное значение сигнала на протяжении заданного интервала времени.

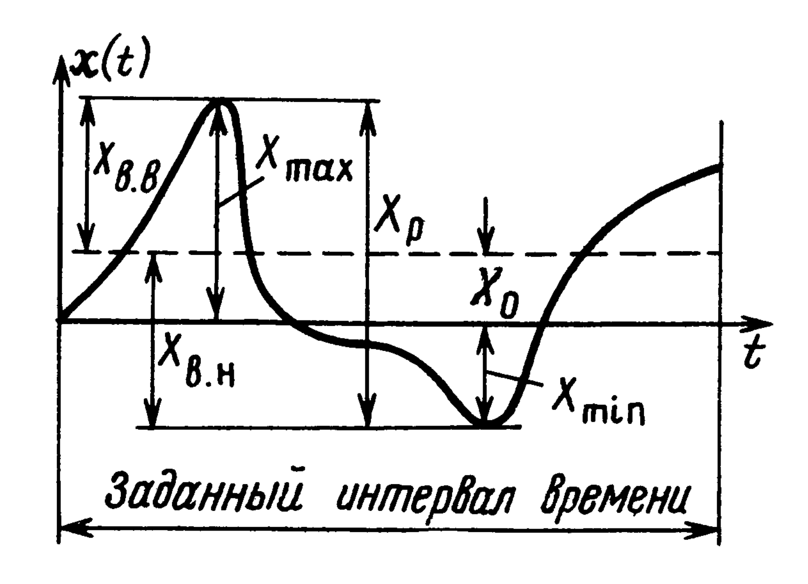


Рис. 10.1

Постоянная составляющая сигнала X_0 — среднее значение сигнала:

$$X_0 = \lim_{T_у \to \infty} \frac{1}{T_у} \int_0^{T_у} x(t)\,dt.$$

Для периодического сигнала с периодом T постоянная составляющая сигнала

$$X_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\,dt.$$

Средневыпрямленное значение сигнала $X_{с.в}$ среднее значение модуля (абсолютной величины) сигнала. Для сигналов периодических средневыпрямленное значение

$$X_{с.в} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|\,dt.$$

Для сигналов однополярных $X_0 = X_{с.в}$.

Среднеквадратическое значение сигнала $X_{с.к}$ — корень квадратный из среднего значения квадрата сигнала.

Для периодического сигнала

$$X_{с.к} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t)\,dt}$$

или, если известны постоянная составляющая X_0 и амплитуды гармоник X_{mi},

$$X_{с.к} = \sqrt{X_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} X_{mi}^2}.$$

Переменная составляющая сигнала — разность между сигналом и его постоянной составляющей:

$$x_{\sim}(t) = x(t) - X_0.$$

Пиковое отклонение «вверх» $X_{в.в}$ — наибольшее мгновенное значение переменной составляющей сигнала на протяжении заданного интервала времени.

Пиковое отклонение «вниз» $X_{в.н}$ — наименьшее мгновенное значение переменной составляющей сигнала на протяжении заданного интервала времени, взятое по модулю.

Размах сигнала X_p — разность между максимальным и минимальным значениями сигнала

на протяжении заданного интервала времени:

$$X_p = X_{max} - X_{min} = X_{в.в} + X_{в.н}.$$

Если конкретный сигнал является напряжением или током, то в приведенных терминах и формулах символы x и X нужно заменить на соответствующие символы напряжения (u, U) или тока (i, I). Например, мгновенное значение напряжения обозначается символами $u(t)$, максимальное значение I_{max} и т. п.

Для периодических сигналов связь между их амплитудой X_m, среднеквадратическим значением $X_{с.к}$ и средневыпрямленным значением $X_{с.в}$ устанавливается через коэффициент амплитуды $k_a = X_m/X_{с.к}$ и коэффициент формы $k_ф = X_{с.к}/X_{с.в}$. Для синусоидальных по форме сигналов эти коэффициенты $k_a = \sqrt{2} \approx 1{,}41$ и $k_ф = 1{,}11$. Для синусоидальных сигналов знание одного из значений сигнала позволяет найти и другие. Например, для синусоидального напряжения при амплитуде $U_m = 100$ В имеем $U_{с.к} = U_m/k_a = U_m/\sqrt{2} \approx U_m 0{,}71 = 71$ В и $U_{с.в} = U_m/(k_a k_ф) = U_m/(\sqrt{2} \cdot 1{,}11) \approx U_m 0{,}71 \cdot 0{,}9 \approx 64$ В.

Единицы измеряемых физических величин

В странах-членах СЭВ введен в действие стандарт СЭВ СТ СЭВ 1052—78 «Единицы физических величин». В соответствии с этим стандартом подлежат обязательному применению единицы Международной системы единиц (сокращенное наименование системы СИ), а также десятичные кратные и дольные от них.

Основные и дополнительные единицы СИ приведены в табл. 10.1. Некоторые из производных единиц СИ, имеющих специальные наименования, даны в табл. 10.2. Наравне с единицами СИ стандарт СЭВ допускает применение некоторых величин и их единиц, не входящих в систему СИ (табл. 10.3).

Таблица 10.1. **Основные и дополнительные единицы СИ**

Единицы	Величина	Размерность	Наименование	Обозначение	
				международное	русское
Основные	Длина	L	Метр	m	м
	Масса	M	Килограмм	kg	кг
	Время	T	Секунда	s	с
	Сила электрического тока	I	Ампер	A	А
	Термодинамическая температура	θ	Кельвин	K	К
	Количество вещества	N	Моль	mol	моль
	Сила света	J	Кандела	cd	кд
Дополнительные	Плоский угол	—	Радиан	rad	рад
	Телесный угол	—	Стерадиан	sr	ср

Таблица 10.2. **Производные единицы СИ, имеющие специальные наименования**

Величина	Размерность	Наименование	Обозначение	
			международное	русское
Частота	T^{-1}	Герц*	Hz	Гц
Сила, вес	LMT^{-2}	Ньютон	N	Н
Давление, механическое напряжение, модуль упругости	$L^{-1}MT^{-2}$	Паскаль	Pa	Па
Энергия, работа, количество теплоты	L^2MT^{-2}	Джоуль	J	Дж
Мощность, поток энергии	L^2MT^{-3}	Ватт	W	Вт
Количество электричества (электрический заряд)	TI	Кулон	C	Кл
Электрическое напряжение, электрический потенциал, разность электрических потенциалов, электродвижущая сила	$L^2MT^{-3}I^{-1}$	Вольт	V	В
Электрическая емкость	$L^2M^{-1}T^4I^2$	Фарад	F	Ф
Электрическое сопротивление	$L^2MT^{-3}I^{-2}$	Ом	Ω	Ом
Электрическая проводимость	$L^{-2}M^{-1}T^3I^2$	Сименс	S	См
Поток магнитной индукции, магнитный поток	$L^2MT^{-2}I^{-1}$	Вебер	Wb	Вб
Плотность магнитного потока, магнитная индукция	$MT^{-2}I^{-1}$	Тесла	T	Тл
Индуктивность, взаимная индуктивность	$L^2MT^{-2}I^{-2}$	Генри	H	Гн
Световой поток	J	Люмен	lm	лм
Освещенность	$L^{-2}J$	Люкс	lx	лк

Таблица 10.3. **Внесистемные единицы, допустимые к применению**

Величина	Наименование	Обозначение		Соотношение с единицей СИ
		международное	русское	
Масса	Тонна	t	т	10^3 кг
Время	Минута	min	мин	60 с
	Час	h	ч	3600 с
	Сутки	d	сут	86 400 с
Плоский угол	Град	...g (gon)	град	$(\pi/200)$ рад
Энергия	Электрон-вольт	eV	эВ	$\approx 1{,}60219 \cdot 10^{-19}$ Дж
Полная мощность	Вольт-ампер	V • A	В • А	—
Реактивная мощность	Вар	var	вар	—

Таблица 10.4. **Множители и приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц и их наименований**

Множитель	Приставка	Обозначение приставки	
		международное	русское
10^{18}	экса	E	Э
10^{15}	пета	P	П
10^{12}	тера	T	Т
10^{9}	гига	G	Г
10^{6}	мега	M	М
10^{3}	кило	k	к
10^{2}	гекто	h	г
10^{1}	дека	da	да
10^{-1}	деци	d	д
10^{-2}	санти	c	с
10^{-3}	милли	m	м
10^{-6}	микро	μ	мк
10^{-9}	нано	n	н
10^{-12}	пико	p	п
10^{-15}	фемто	f	ф
10^{-18}	атто	a	а

Десятичные кратные и дольные единицы образуются от единиц, приведенных в табл. 10.1—10.3, с помощью множителей и приставок, приведенных в табл. 10.4. Обозначение приставок пишут слитно с наименованием единицы, к которой она присоединяется. Например, миллиампер — мА, киловольт — кВ, мегагерц — МГц и т. п. Присоединение к наименованию единицы более одной приставки не допускается.

Для образования дольных единиц массы вместо основной единицы «килограмм» используется дольная единица «грамм» (0,001 кг). Например, миллиграмм [мг], а не микрокилограмм [мккг].

Обозначения единиц, наименованных в честь ученых, пишутся прописной буквой независимо от наличия приставок. Например, МОм (мегаом), ГГц (гигагерц), мкГн (микрогенри) и т. д.

В печатных изданиях допускается применение либо международных, либо русских обозначений единиц измерений и приставок. Одновременное же применение и тех, и других не допускается. Для указания значений величин на шкалах и щитках изделий используются лишь международные обозначения единиц и приставок.

Погрешности измерений и измерительных приборов

Отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины является погрешностью измерения.

Абсолютная погрешность измерения ΔA — погрешность, выраженная в единицах измеряемой величины:

$$\Delta A = A - A_0,$$

где A — результат измерения; A_0 — истинное значение измеряемой величины.

Относительная погрешность измерения

$$\delta A = \Delta A / A_0 \approx \Delta A / A.$$

Погрешности измерений зависят от погрешностей средств измерений.

Абсолютная погрешность измерительного *прибора* $\Delta A_п$ — это разность между показанием прибора $A_п$ и истинным значением измеряемой величины:

$$\Delta A_п = A_п - A_0.$$

Относительная погрешность измерительного *прибора*

$$\delta A_п = \Delta A_п / A_0 \approx \Delta A_п / A_п.$$

Приведенная погрешность измерительного *прибора*

$$\gamma = \Delta A_п / L,$$

где L — нормирующее значение, равное конечному значению шкалы для приборов с односторонней нулевой или безнулевой равномерной или степенной шкалой, арифметической сумме конечных значений шкалы (без учета их знака) для приборов с равномерной или степенной двусторонней шкалой (нулевая отметка которой находится внутри шкалы) или всей длине диапазона измерения для приборов с логарифмической или гиперболической шкалой.

Относительную и приведенную погрешности часто выражают в процентах. С этой целью в формулы вводят множитель «100%».

Истинное значение величины — точное (без погрешности) значение величины.

Действительное значение величины — значение величины, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть использовано вместо него.

Шкала — часть отсчетного устройства, представляющая собой совокупность отметок и проставленных у некоторых из них чисел отсчета или других символов, соответствующих ряду последовательных значений величины.

Начальное значение шкалы — наименьшее значение измеряемой величины, указанное на шкале.

Конечное значение шкалы — наибольшее значение измеряемой величины, указанное на шкале.

Нулевая отметка шкалы — отметка шкалы, соответствующая нулевому значению измеряемой величины.

Длина диапазона измерений — расстояние между отметками начального и конечного значений диапазона измерений, отсчитанное по дуге шкалы или отрезку прямой, проходящих через середины самых коротких отметок.

Диапазон измерений (рабочая часть шкалы) — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности прибора.

Односторонняя шкала — шкала с нулевой отметкой, расположенной в начале или конце шкалы. Нулевая отметка может на одностороннюю шкалу не наноситься (*безнулевая шкала*).

Логарифмическая или *гиперболическая шкала* — шкала с сужающимися делениями, характеризуемыми тем, что отметка, соответствующая полусумме начального и конечного значений диапазона измерений, расположена между 65 и 100% диапазона измерений.

Степенная шкала — шкала с расширяющимися (или сужающимися) делениями, не попадающая под определение логарифмической или гиперболической шкалы.

Деление шкалы — интервал между двумя соседними отметками шкалы.

Классы точности приборов

Классы точности измерительных приборов определяются пределами допустимых основных и дополнительных погрешностей, которые задаются в виде абсолютных, относительных и приведенных погрешностей приборов или в виде определенного числа делений шкалы.

Абсолютная погрешность прибора может выражаться одним значением $\Delta A_п = \pm a$ или в виде суммы двух членов: $\Delta A_п = \pm(aA_п + bA_к)$ или $\Delta A_п = \pm(aA_п + d)$, где a и b — постоянные коэффициенты; $A_п$ — показание прибора; $A_к$ — конечное значение шкалы прибора; d — погрешность, выраженная в абсолютных значениях измеряемой величины.

Абсолютная погрешность цифрового измерительного прибора может быть задана в виде $\Delta A_п = \pm(a\%$ от $A_п + m)$, где m — погрешность дискретности, не зависящая от измеряемой величины.

Относительные погрешности приборов могут выражаться:

в виде одночлена

$$\delta A_п = \pm(d/A_п)100\% = \pm k\%, \qquad (10.1)$$

в виде суммы двух членов

$$\delta A_п = \pm[a\% + (d/A_п)100\%]$$

или

$$\delta A_п = \pm[a\% + b\%(A_к/A_п - 1)]. \qquad (10.2)$$

Приведенная погрешность прибора

$$\gamma_{пр} = (\Delta A_п/L)100\%. \qquad (10.3)$$

Предел допустимой погрешности — наибольшая (без учета знака) погрешность средства измерений, при которой оно может быть признано годным и допущено к применению. *Основная погрешность* средства измерений — погрешность средства измерений, используемого в нормальных условиях. *Дополнительная погрешность* прибора возникает при его работе в условиях, отличных от нормальных. Нормальные условия работы прибора указываются в его паспорте или инструкции по эксплуатации.

Классы точностей приборов условно обозначаются числами из ряда

$$(1;\ 1{,}5;\ 2;\ 2{,}5;\ 4;\ 5;\ 6)\cdot 10^n, \qquad (10.4)$$

где n — целые положительные и отрицательные числа, в зависимости от пределов их допустимых основных относительной или приведенной погрешностей.

Если предел допустимой основной погрешности задан формулой (10.3) и нормирующее значение $L = A_к$, условно класс точности обозначается числом без подчеркиваний уголком или помещения в кружок. Например, 1,0.

Если предел допустимой основной погрешности прибора задан формулой (10.3) и нормирующее значение L равно длине диапазона измерения, условно класс точности прибора обозначается числом над уголком. Например, $\overset{4{,}0}{\vee}$.

Если предел допустимой основной погрешности задан формулой (10.1), то класс точности прибора обозначают числом, помещенным в кружок. Например, (1,5) При задании предела основной погрешности прибора формулой (10.2) условно класс точности обозначают двумя числами через косую черту (например, 0,01/0,02), где числитель и знаменатель соответствуют коэффициентам a % и b %.

Зная предел допустимой относительной или приведенной погрешности, можно найти интервал значений, в пределах которого лежит истинное значение измеряемой величины.

Пример 1. Класс точности вольтметра $K_п = 1{,}0$. Шкала односторонняя равномерная с конечным значением $A_к = 300$ В. Показание прибора $A_п = 200$ В. Определить интервал, в пределах которого лежит истинное значение измеряемой величины.

Решение. В соответствии с условным обозначением класса точности задан предел допустимой приведенной погрешности по формуле

(10.3). Следовательно, предел абсолютной погрешности

$$\Delta A_{пр} = \pm K_п L/100 = \pm K_п A_к/100 = \pm 3 \text{ В},$$

так как $K_п \geqslant |\gamma_{пр}\%|$ (поскольку при определении класса точности из ряда допустимых чисел (10.4) берется ближайшее число, большее или равное $|\gamma_{пр}\%|$).

Ответ $A_0 \in [A_п - \Delta A_{пр},\ A_п + \Delta A_{пр}]$, т. е. $A_0 \in [197 \text{ В}, 203 \text{ В}]$.

Пример 2. Класс точности вольтметра $K_п$ обозначен (1,0) Шкала односторонняя равномерная с конечным значением $A_к = 300$ В. Показание вольтметра $A_п = 200$ В. Определить интервал, в пределах которого лежит истинное значение измеряемой величины.

Решение. В соответствии с условным обозначением класса точности задан предел относительной погрешности по формуле (10.1). Следовательно, предел абсолютной погрешности

$$\Delta A_{пр} = \pm K_п A_п/100 = \pm 1 \cdot 200/100 = \pm 2 \text{ В}.$$

Ответ $A_0 \in [198 \text{ В}, 202 \text{ В}]$.

Погрешности косвенных измерений

Погрешности косвенных измерений могут быть вычислены через погрешности результатов прямых измерений величин x, y, ..., w, входящих в функцию (формулу), устанавливающую зависимость между искомой величиной z и величинами, получаемыми в результате прямых измерений. Например, абсолютная погрешность косвенного измерения величины $z = f(x, y, ..., w)$ вычисляется по формуле

$$\Delta_к = \frac{\partial z}{\partial x}\Delta x + \frac{\partial z}{\partial y}\Delta y + ... + \frac{\partial z}{\partial w}\Delta w, \quad (10,5)$$

где $\frac{\partial z}{\partial x}$, $\frac{\partial z}{\partial y}$,... — частные производные функции z по соответствующим величинам; Δx, Δy,... — абсолютные погрешности измерения соответствующих величин.

Относительная погрешность косвенного измерения может быть получена делением результата по (10.5) на значение функции z.

Если абсолютные погрешности прямых измерений (Δx, Δy, ...) определяются через класс точности прибора, то находят максимальную предельную абсолютную погрешность косвенного измерения

$$\Delta_{к\,max} = \pm\left(\left|\frac{\partial z}{\partial x}\frac{K_x L_x}{100}\right| + \left|\frac{\partial z}{\partial y}\frac{K_y L_y}{100}\right| + ...\right),$$

или

$$\Delta_{к\,max} = \pm\left(\left|\frac{\partial z}{\partial x}\frac{K_x A_x}{100}\right| + \left|\frac{\partial z}{\partial y}\frac{K_y A_y}{100}\right| + ...\right),$$

где K_i, L_i, A_i — соответственно классы точности, нормирующие значения и показания приборов.

Классификация измерительных приборов

По конструктивным компонентам измерительные приборы делят на электромеханические и электронные радиоизмерительные.

Электромеханические измерительные приборы по типу измерительного механизма делятся на измерительные приборы магнитоэлектрические (в условном обозначении прибора стоит буква М), электромагнитные (Э), электростатические (С), электродинамические (Д).

В приборах выпрямительной системы (Ц) используются выпрямитель и магнитоэлектрический измерительный механизм, в приборах термоэлектрических (Т) — термопара и магнитоэлектрический измерительный механизм.

Условное обозначение типа электромеханического прибора состоит из прописной буквы русского алфавита (в зависимости от системы прибора) и рядом стоящего числа. Например, С75 — измерительный прибор электростатической системы.

Классификация электронных радиоизмерительных приборов дана в ГОСТ 15094—69. Эти приборы по характеру измерений и виду измеряемых величин разделяются на подгруппы, которым присваивается буквенное обозначение (прописная буква русского алфавита). Приборы подгрупп разделяются в соответствии с основной выполняемой функцией на виды, которым присваивается буквенно-цифровое обозначение, состоящее из обозначения подгруппы и номера вида. Приборы каждого вида разделяются на типы, которым присваивается порядковый номер модели. В обозначении прибора номер модели пишут после обозначения вида через дефис Например, обозначение «В2-10» обозначает: вольтметр (подгруппа В) постоянного тока (вида В2) модели номер 10.

Приборы, подвергшиеся модернизации, обозначаются как первоначальная модель с добавлением (после номера модели) русской прописной буквы в алфавитном порядке (например, В2-10А). Приборы, эксплуатация которых возможна в условиях тропического климата, в обозначении имеют дополнительно букву «Т» (например, В2-10АТ). Приборы с одинаковыми электрическими характеристиками, отличающиеся лишь конструктивным исполнением, обозначаются дополнительно цифрой, которая пишется через дробь после номера модели: В2-10/1.

Многофункциональные приборы могут иметь в обозначении вида дополнительную букву «К». Например, универсальный (т. е. постоянного и переменного токов) вольтметромметр может быть обозначен как В7-15 или ВК7-15.

Блоки, которыми комплектуются приборы, относятся к подгруппе Я. В обозначение вида блока добавляется буква, обозначающая индекс подгруппы по выполняемой функции. Например, блок прибора для измерения напряжения обозначается Я1В, блок прибора для наблюдения и исследования формы сигнала — Я4С и т. д.

Таблица 10.5. **Классификация радиоизмерительных приборов**

Подгруппа	Наименование подгруппы
А	Приборы для измерения тока
В	Приборы для измерения напряжения
Е	Приборы для измерения параметров компонентов и цепей со сосредоточенными постоянными
М	Приборы для измерения мощности
Р	Приборы для измерения параметров элементов и трактов с распределенными постоянными
Ч	Приборы для измерения частоты и времени
Ф	Приборы для измерения разности фаз и группового времени запаздывания
С	Приборы для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра
Х	Приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств
И	Приборы для импульсных измерений
П	Приборы для измерения напряженности поля и радиопомех
У	Усилители измерительные
Г	Генераторы измерительные
Д	Аттенюаторы и приборы для измерения ослабления
К	Комплексные измерительные установки
Л	Приборы общего применения для измерения параметров электронных ламп и полупроводниковых приборов
Ш	Приборы для измерения электрических и магнитных свойств материалов
Я	Блоки радиоизмерительных приборов
Э	Измерительные устройства коаксиальных и волноводных трактов
Б	Источники питания для измерений и радиоизмерительных приборов

Перечень подгрупп электронных радиоизмерительных приборов дан в табл. 10.5.

Условные обозначения на приборах

На приборах со стрелочными измерителями наносят обозначения, которые дают их краткую техническую характеристику. Некоторые из этих обозначений приведены в табл. 10.6.

Таблица 10.6. **Условные обозначения на приборах**

Окончание табл. 10.6

Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой	
Прибор выпрямительной системы (магнитоэлектрический измеритель + выпрямитель)	
Электронный прибор	
Термоэлектрический прибор (магнитоэлектрический измеритель + изолированный термопреобразователь)	
То же с неизолированным термопреобразователем	
Электромагнитный прибор	
Электродинамический прибор	
Ферродинамический прибор	
Электростатический прибор	
Вибрационный язычковый прибор	
Индукционный прибор (например, счетчик электрической энергии)	
Прибор (например, магнитоэлектрический) с магнитным экраном	
Прибор (например, электростатический), защищенный от внешних электрических полей	
Прибор для измерения в цепях постоянного тока	—
Прибор для измерения в цепях переменного тока	~
Прибор для измерения в цепях постоянного и переменного токов	
Класс точности прибора (например, 1,5)	1,5
Измерительная цепь прибора выдерживает по отношению к корпусу напряжение 2 кВ	
Рабочее положение шкалы прибора — горизонтальное	
Рабочее положение шкалы прибора — вертикальное	
Осторожно! Измерительная цепь прибора под высоким напряжением, ее изоляция ниже нормы (знак красного цвета)	
Внимание! При работе с прибором руководствоваться указаниями в его паспорте или описании	
Знаки полярности у зажимов прибора при включении его в цепь постоянного тока	– +
Знак общего зажима комбинированного прибора	✱

10.2. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Общие сведения

Для измерения напряжений и токов применяют электромеханические и электронные измерительные приборы.

Приборы, предназначенные для прямого измерения токов, называются амперметрами (миллиамперметрами, микроамперметрами). Их включают в разрыв цепи, ток в которой измеряется.

Приборы, предназначенные для прямого измерения напряжений, называются вольтметрами (милливольтметрами, киловольтметрами). Их подключают параллельно участку цепи, напряжение на котором нужно измерить.

Электромеханические приборы самостоятельное применение находят преимущественно в цепях постоянного тока и повышенной (до нескольких килогерц) частоты.

Для измерения напряжений в диапазоне низких и высоких частот, как правило, применяют электронные вольтметры. Довольно часто электронные вольтметры применяют (несмотря на их более высокую стоимость) для измерения постоянных напряжений, так как эти приборы имеют высокую чувствительность, высокое входное сопротивление и устойчивы к перегрузкам, а цифровые вольтметры — и высокую точность.

Для измерения токов и напряжений в диапазоне низких и высоких частот широкое применение находят приборы выпрямительной и термоэлектрической систем.

Вольтметры электростатической системы находят применение для измерения высоких напряжений постоянного и переменного токов (до нескольких мегагерц).

Электромеханические вольтметры и амперметры

Электромеханические вольтметры и амперметры состоят из электрического измерительного механизма той или иной системы и измерительного преобразователя в виде добавочных резисторов или шунтов. Свойства этих приборов, область их применения зависят от системы измерительного механизма, примененного в приборе.

Таблица 10.7. **Уравнение шкал измерительных механизмов**

Система механизма	Обозначение	Уравнение шкалы
Магнитоэлектрическая	М	$\alpha = S_I I_0$; $\alpha = S_U U_0$
Электромагнитная	Э	$\alpha = S_I I^2_{с.к}$; $\alpha = S_U U^2_{с к}$
Электростатическая	С	$\alpha = S_U U^2_{с.к}$
Электродинамическая	Д	$\alpha = S_I I_{с к1} I_{с.к2} \cos \varphi$

Свойства измерительных механизмов сокращенно описываются уравнением шкалы, устанавливающим зависимость между линейным (или угловым) перемещением указателя механизма α и измеряемой величиной, воздействующей на механизм.

Уравнения шкал измерительных механизмов в сокращенной записи даны в табл. 10.7. В этих уравнениях: α — линейное или угловое перемещение указателя механизма; S_I — коэффициент чувствительности к току; S_U — коэффициент чувствительности к напряжению; I_0, U_0 — постоянные составляющие тока и напряжения; $I_{с к}$, $U_{с.к}$ — среднеквадратические значения тока и напряжения; $I_{с.к1}$, $I_{с.к2}$ — среднеквадратические значения токов соответственно в первой и второй катушках механизма; φ — фазовый сдвиг между токами в катушках.

Если катушки механизма Д системы подключены в цепи одного источника, то $\alpha = k_1 S_I I^2_{с.к1}$, или $\alpha = k_2 S_U U^2_{с.к2}$.

В стрелочных (аналоговых) измерительных приборах наибольшее применение находят измерители магнитоэлектрической системы; характеристики некоторых из них даны в табл. 10.8.

Принципиальные схемы электромеханических вольтметров приведены на рис. 10.2.

Сопротивления добавочных резисторов вольтметров (рис. 10.2, *а*) вычисляют по формуле

$$R_i = (U_{пр i} - I_и r_i)/I_и,$$

Таблица 10.8. **Измерители магнитоэлектрической системы**

Тип	Класс точности	Ток полного отклонения, мкА	Размеры, мм
М93; М94	1,0; 1,5	50, 100, 150, 200, 300, 500, 1000	120×105×64
М96	1,5	300	127×107×65
М1131	4,0	200, 500	30×30×50
М1360	2,5	50, 100, 200, 500	60×60×70
М1400	1,5	50, 100, 200, 500	80×80×70
М1690	1,0	50, 100, 200, 500	120×105×75
М1692	0,5; 1,0	20, 50, 100, 200, 500, 1000	120×105×75
М4204	1,5; 2,5	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500, 1000	80×80×49
М4205	1,5; 2,5	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500, 1000	60×60×49
М4208	1,5; 2,5	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500, 1000	60×60×49
М4206	2,5; 4,0	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500, 1000	40×40×49
М4209	2,5; 4,0	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500, 1000	40×40×49

а вольтметров, выполненных по схеме на рис. 10.2, *б*, по формулам

$$R_1 = (U_{пр1} - I_и r_и)/I_и,$$

$$R_2 = [(U_{пр2} - I_и r_и)/I_и] - R_1,$$

$$R_3 = [(U_{пр3} - I_и r_и)/I_и] - (R_1 + R_2) \text{ и т. д.,}$$

где $U_{прi}$ — рассчитываемый i-й верхний предел измерения вольтметра; R_i — сопротивление добавочного резистора соответствующего предела измерения; $I_и$ — ток предельного (или полного) отклонения указателя микроамперметра *И*; $r_и$ — сопротивление рамки микроамперметра (все величины — в единицах СИ).

Принципиальные схемы электромеханических амперметров даны на рис. 10.3.

В амперметрах для расширения пределов измерения используют шунты — резисторы, подключаемые параллельно рамке (катушке) измерителя *И*. Сопротивление шунта, включенного по схеме на рис. 10.3, *а*,

$$R_i = r_и [I_и/(I_{прi} - I_и)] = r_и/(n_i - 1),$$

где $I_{прi}$ — рассчитываемый i-й верхний предел измерения амперметра; $n_i = I_{прi}/I_и$ — коэффициент расширения i-го предела измерения.

Сопротивление многопредельного универсального шунта (рис. 10.3, *б*)

$$R_i = I_{прi}/I_и = (R_{шi} + r_и + R_{дi})/R_{шi} = R/R_{шi},$$

где $R_{шi}$ — суммарное сопротивление резисторов, включенных непосредственно между входными зажимами амперметра на i-м верхнем пределе измерения; $R_{дi}$ — суммарное сопротивление резисторов, включенных последовательно с рамкой (катушкой) измерителя *И* на i-м пределе измерения; R — общее сопротивление контура «измеритель-резисторы».

Для схемы на рис. 10.3, *б* на первом пределе измерения $R_{ш1} = R_1 + R_2 + R_3$, $R_{д1} = 0$, на втором $R_{ш2} = R_2 + R_3$, $R_{д2} = R_1$, на третьем $R_{ш3} = R_3$, $R_{д3} = R_2 + R_1$.

При наличии многопредельного универсального шунта пределы измерения тока можно изменять без обрыва контролируемой цепи. Пределы измерения амперметров с простыми шунтами (по рис. 10.3, *а*) можно изменять лишь после выключения тока в измеряемой цепи (или при наличии безобрывного переключателя пределов), так как в противном случае возможны многократная перегрузка измерителя и перегорание его рамки (катушки) или токоподводящих пружин.

Рассмотренные шунты называются индивидуальными, поскольку они рассчитаны на применение с конкретными измерителями. Они могут быть внутренними (помещаемыми внутри корпуса прибора) и наружными, монтируемыми вне корпуса прибора.

Промышленные приборы с индивидуальными шунтами не изготовляются, а выпускаются с взаимозаменяемыми калиброванными шунтами, пригодными для подключения к любому измерителю с номинальным падением на его зажимах (при котором указатель отклоняется до конечного значения шкалы), равным номинальному падению напряжения на шунте. Калиброванные шунты изготовляют с номинальным падением напряжения 60 или 75 мВ, которое указывается на шунте или в его паспорте, например «75 mV, 500A».

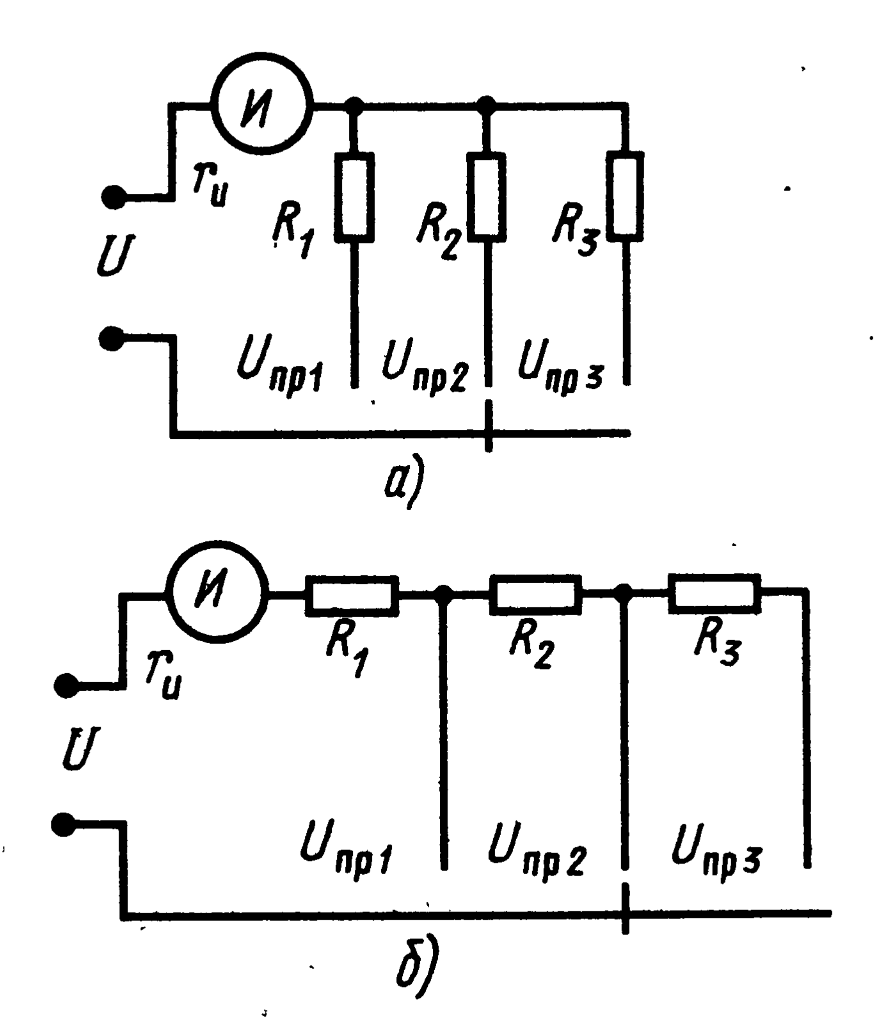


Рис. 10.2

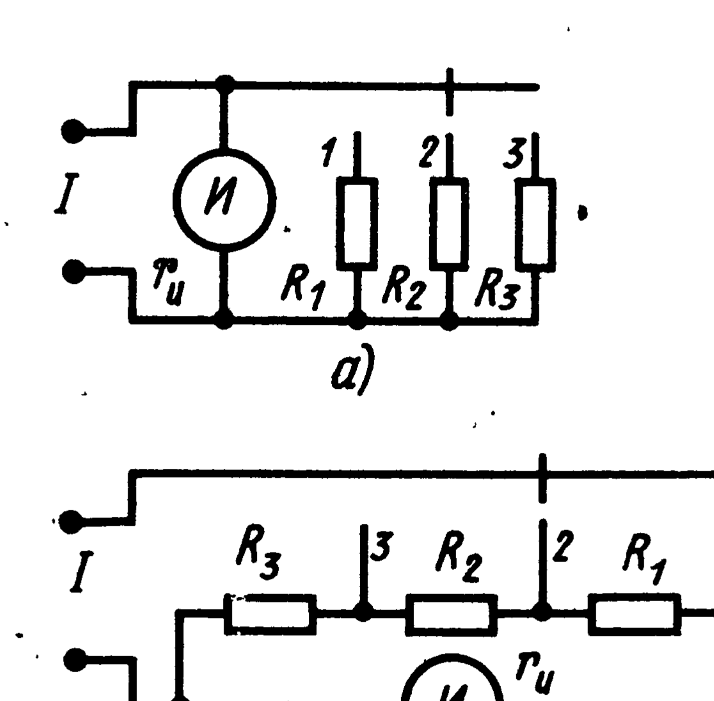


Рис. 10.3

Для измерения переменных напряжений и токов с частотами до нескольких десятков килогерц широко применяют приборы выпрямительной системы, состоящие из измерительного механизма магнитоэлектрической системы, диодного выпрямителя, добавочных резисторов и шунтов.

Сопротивление добавочных резисторов вольтметров выпрямительной системы, выполненных по схеме на рис. 10.4, *а*,

$$R_i = (0{,}45 U_{с.к\,прi}/I_и) - (r_и + r_д),$$

а вольтметров, выполненных по схеме на рис. 10.4, *б*,

$$R_i = (0{,}9 U_{с.к.прi}/I_и) - (r_и + 2r_д),$$

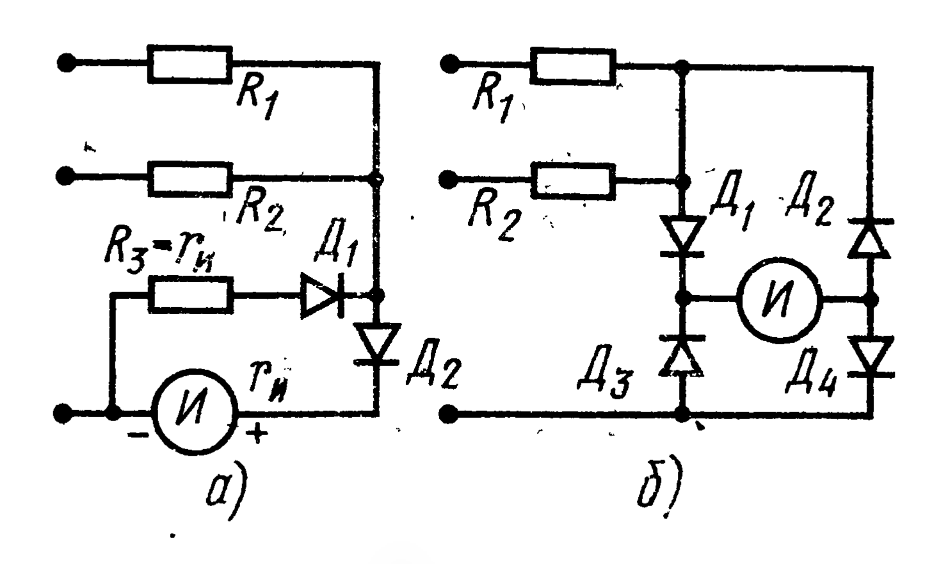


Рис. 10.4

где $U_{\text{с к пр}i}$ — верхний предел измерения вольтметра (среднеквадратическое значение синусоидального напряжения); $I_и$ — ток предельного отклонения указателя измерителя; $r_д$ — сопротивление диода в прямом направлении.

Амперметры выпрямительной системы выполняют по схемам, аналогичным схемам на рис. 10.3, с включением выпрямляющих диодов.

Показания приборов выпрямительной системы пропорциональны средневыпрямленному значению измеряемых напряжений или токов. Шкалы же их градуируют в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Поэтому показания приборов выпрямительной системы равны среднеквадратическому значению напряжения или тока лишь при измерении напряжений и токов синусоидальной формы.

Стрелочные электронные вольтметры

Стрелочные электронные вольтметры применяют для измерения постоянных напряжений (вольтметры вида В2), переменных напряжений (вида В3) и импульсных напряжений (вида В4). Электронные универсальные вольтметры (вид В7) могут измерять и постоянные, и переменные напряжения.

Электронные вольтметры постоянного тока имеют УПТ, к выходу которого подключается стрелочный измеритель магнитоэлектрической системы; УПТ обеспечивает высокое входное сопротивление вольтметра (до нескольких десятков мегаом) и повышает его чувствительность.

Электронные вольтметры переменного тока и импульсные выполняют по одной из схем: «усилитель переменного тока — выпрямитель (называемый детектором) — измеритель» (рис. 10.5, *а*) или «детектор — УПТ — измеритель» (рис. 10.5, *б*). По схеме на рис. 10.5,*а* выполняют милливольтметры (микровольтметры). Однако у таких вольтметров верхняя граница области рабочих частот не превышает нескольких мегагерц. По схеме на рис. 10.5, *б* выполняют вольтметры с верхней границей области рабочих частот в несколько сотен мегагерц. Однако такие вольтметры имеют низкую чувствительность (нижняя граница диапазона измерения — не ниже нескольких десятых вольта).

Универсальные вольтметры выполняют по структурной схеме на рис. 10.6. Свойства электронных вольтметров в значительной мере определяются видом примененного детектора. В электронных вольтметрах применяют пиковые (амплитудные) детекторы с открытым входом (рис. 10.7), пиковые детекторы с закрытым входом (рис. 10.8), детекторы среднеквадратического значения (квадратичные детекторы) (рис. 10.9, 10.10) и детекторы средневыпрямленного значения (рис. 10.11).

Параметры конденсаторов и резисторов пиковых детекторов выбирают в зависимости от области рабочих частот вольтметра и амплитуды измеряемого напряжения. Обычно $C = 100 \div 10\,000$ пФ, $R = 40 \div 100$ МОм.

Среднее значение (т. е. постоянная составляющая) напряжения на выходе детектора на рис. 10.7 практически (с погрешностью не более 1—2%) равно максимальному значению измеряе-

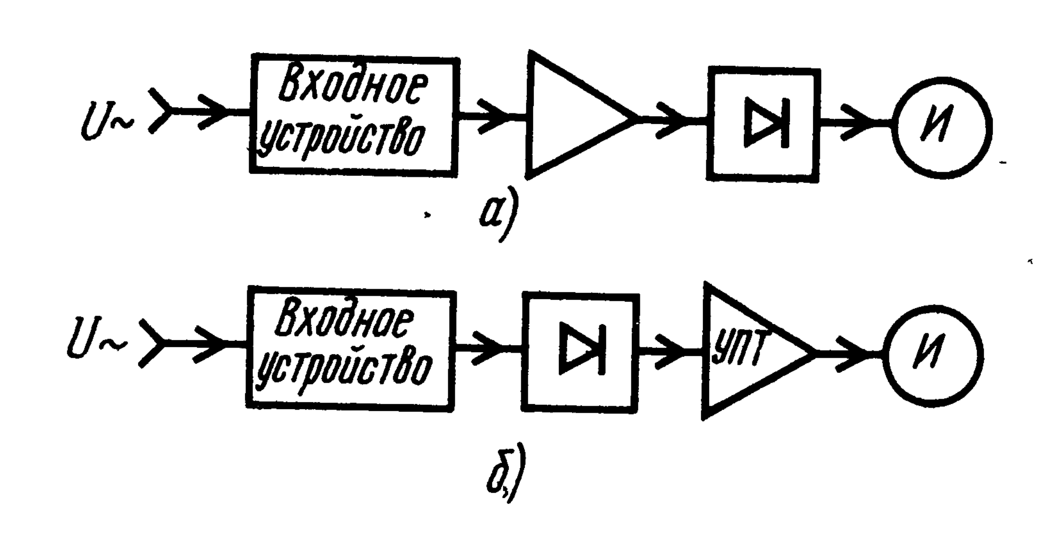


Рис. 10.5

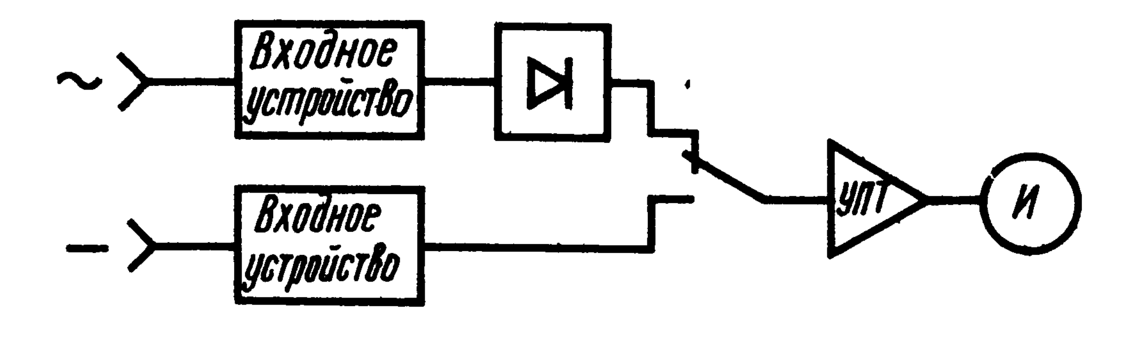


Рис. 10.6

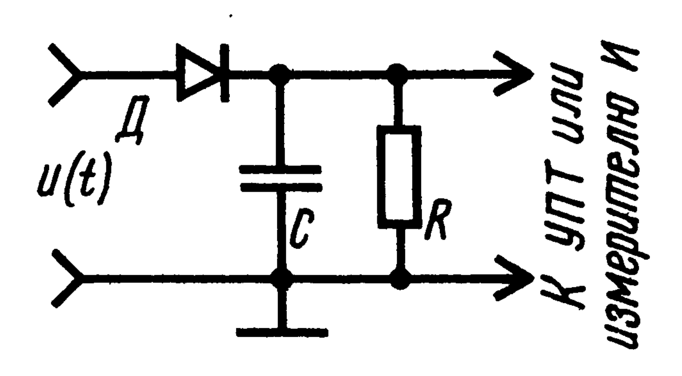


Рис. 10.7

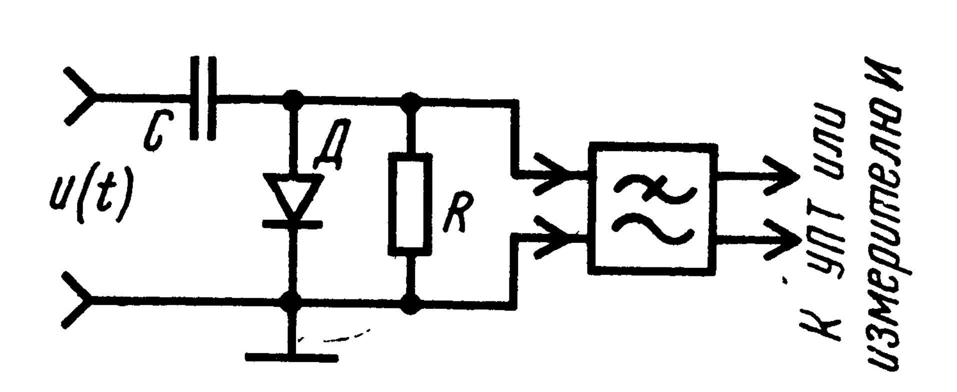


Рис. 10.8

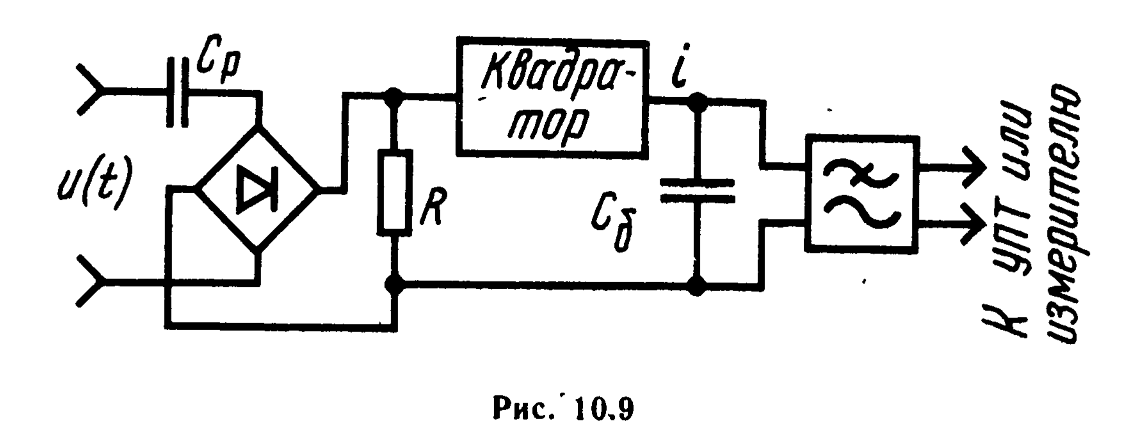


Рис. 10.9

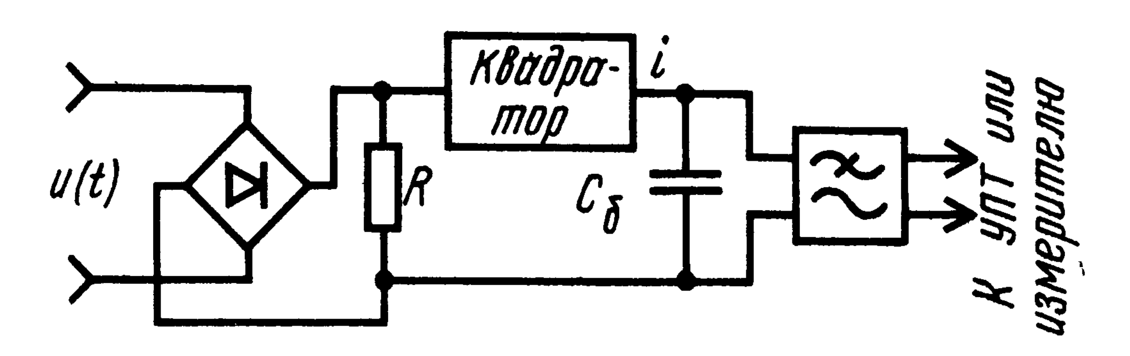


Рис. 10.10

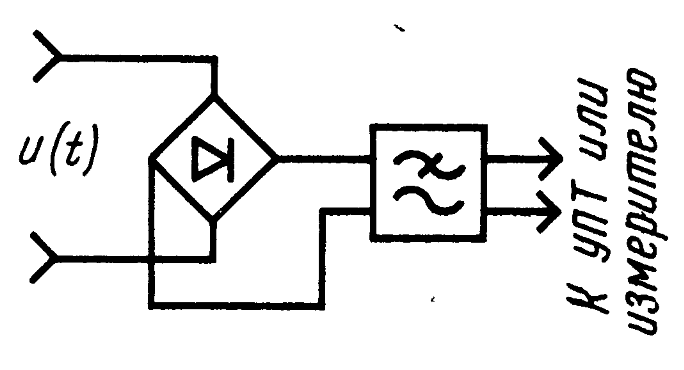


Рис. 10.11

мого напряжения (с учетом и его постоянной составляющей).

Среднее значение напряжения на выходе детектора на рис. 10.8 практически равно пиковому отклонению «вверх» измеряемого напряжения над его постоянной составляющей (постоянная составляющая не проходит на выход детектора — вход детектора закрыт для постоянной составляющей).

В квадратичных детекторах с открытым входом (см. рис. 10.9) квадратор должен иметь вольт-амперную характеристику вида $i = bu^2(t)$. Постоянная составляющая напряжения на выходе ФНЧ такого детектора пропорциональна среднеквадратическому значению измеряемого напряжения.

В квадратичных детекторах с закрытым входом (см. рис. 10.10) квадратор должен иметь вольт-амперную характеристику вида $i = bu^2(t)$ или вида $i = au(t) + bu^2(t)$. Постоянная составляющая напряжения на выходе ФНЧ квадратичного детектора с закрытым входом пропорциональна среднеквадратическому значению переменной составляющей измеряемого напряжения. Емкость разделительного конденсатора $C_р$ выбирается в пределах 100—10 000 пФ; емкость блокировочных конденсаторов $C_б$ может составлять несколько десятков микрофарад.

Постоянная составляющая напряжения на выходе ФНЧ детектора средневыпрямленного значения с открытым входом (см. рис. 10.11) прямо пропорциональна средневыпрямленному значению измеряемого напряжения. В качестве ФНЧ наиболее часто используют фильтр *RC*-типа.

Основные технические характеристики некоторых стрелочных электронных вольтметров, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 10.9, 10.10.

Таблица 10.9. **Стрелочные электронные вольтметры**

Тип	Конечные значения шкалы	Класс точности	Рабочая область частот	$R_{вх}$	$C_{вх}$
В2-25	3; 10; 30; 100; 300; 1000 мкВ 3; 10; 30; 100; 300; 1000 мВ	6,0—1,5 1,0	Постоянный ток	10—300 МОм	—
В3-44	10; 30; 100; 300 мВ 1; 3; 10; 30; 100; 300В	2,5	20 Гц — 20 кГц	20 кОм	60 пФ
В3-42	100; 300 мкВ 1; 3; 10; 30; 100; 300 мВ	5,0—20,0 4,0—10,0	10 Гц — 5 МГц	2,5—5 МОм	15—30 пФ
	300 В (с делителем)	—	—	—	—

Таблица 10.10. **Стрелочные импульсные вольтметры**

Тип	Диапазон измерения	Класс точности	Длительность импульса	Частота повторения импульсов	Скважность импульсов	$R_{вх}$	$C_{вх}$
В4-12	1—1000 мВ; 100 В (с делителем)	4,0—10,0	0,1—300 мкс	50 Гц—100 кГц	2—200000	1 МОм	10 пФ
В4-14	0,01—100 В	4,0—10,0	3 нс—100 мкс	25 Гц—50 МГц	—	$\geqslant$3 кОм	$\leqslant$12 пФ

Цифровые вольтметры

В цифровых вольтметрах результат измерения представляется цифрами, что исключает ряд субъективных погрешностей. Сигналы, вырабатываемые цифровыми вольтметрами в процессе измерения напряжения, удобны для их использования в цифровых вычислительных и регистрирующих машинах, системах АСУ и т. д. Точность цифровых вольтметров обычно существенно выше точности аналоговых вольтметров.

В настоящее время наибольшее распространение получили цифровые вольтметры постоянного тока. Для измерения переменных напряжений такие вольтметры комплектуют съемными детекторами. Разработаны также цифровые вольтметры прямого (без детекторов) измерения переменного напряжения.

В основу работы цифровых вольтметров положен принцип преобразования аналоговой (непрерывной) величины в дискретную. По способу такого преобразования различают цифровые вольтметры с время-импульсным преобразованием, вольтметры с поразрядным уравновешиванием и др.

Структурная схема цифрового вольтметра постоянного тока с время-импульсным преобразованием дана на рис. 10.12. На рис. 10.13 приведены временные диаграммы напряжения в характерных точках (эти точки обозначены цифрами в кружках), поясняющие работу вольтметра. Суть время-импульсного преобразования состоит в том, что измеряемое напряжение преобразуется в интервал времени, прямо пропорциональный этому напряжению, а затем интервал времени измеряется с помощью счетных импульсов, следующих через известный малый интервал времени $T_к$ и подсчитываемых электронным счетчиком импульсов.

Напряжение измеряется циклами, которые задаются управляющим устройством *УУ*. Управление циклами может быть ручным или автоматическим (с помощью реле времени). В начале цикла *УУ* запускает генератор линейно изменяющегося напряжения *ГЛИН* и сбрасывает на нуль счетчик импульсов *СИ*. В момент t_1 (см. рис. 10.13) срабатывает сравнивающее устройство *СУ-1* и выдает импульс (см. рис. 10.13, *3*).

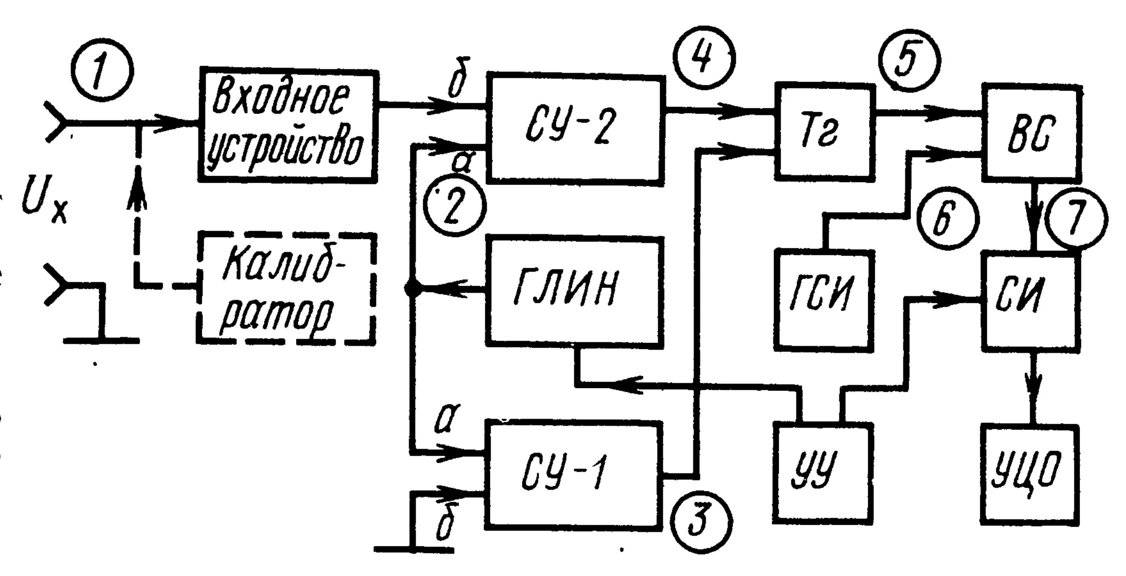


Рис. 10.12

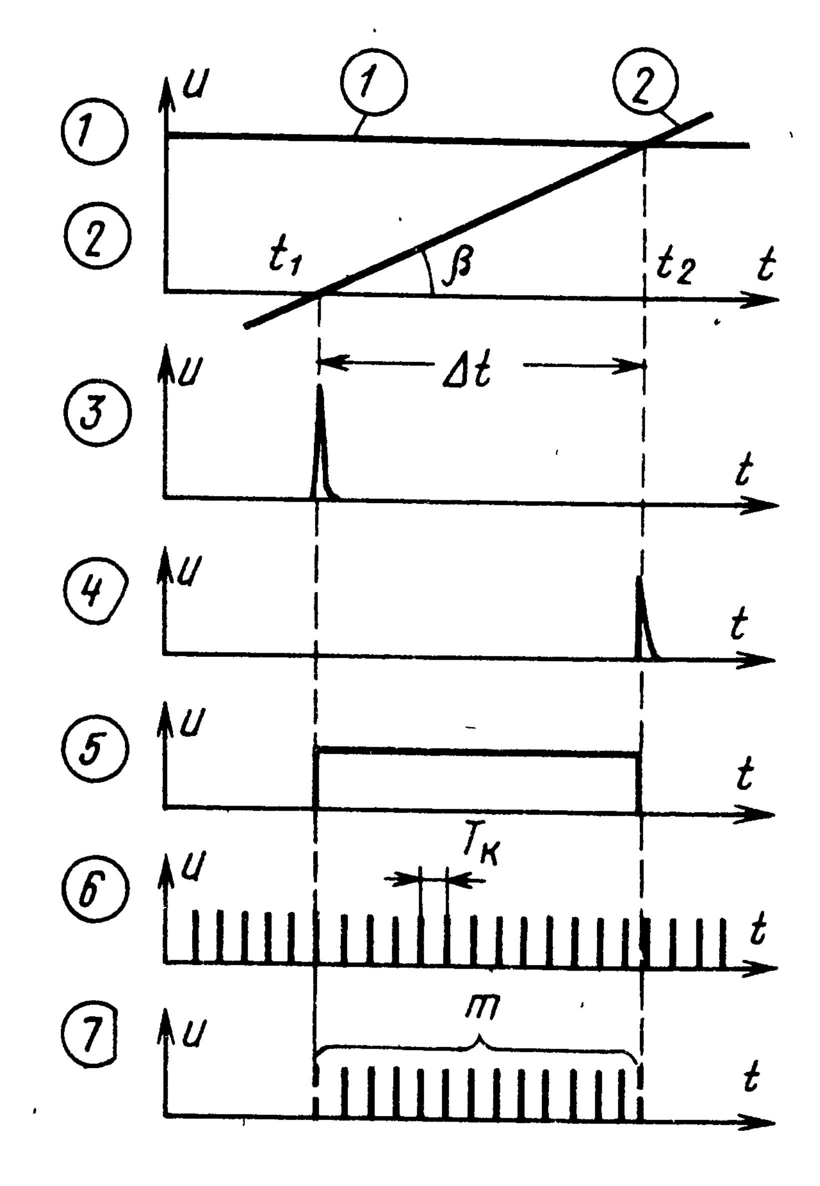


Рис. 10.13

Триггер *Тг* этим импульсом перебрасывается в состояние «1» (см. рис. 10.13, *5*) и открывает временной селектор *ВС*, на вход которого подано напряжение кварцевого генератора счетных импульсов *ГСИ* (см. рис. 10.13, *6*). Счетные им-

Таблица 10.11. **Цифровые вольтметры**

Тип	Диапазон измерения	Погрешность измерения*	Рабочая область частот	$R_{вх}$	$C_{вх}$
ВК2-20	2 мВ — 200 В 0,2 мкА — 2 А	$\pm(0{,}3+0{,}1U_{пред}/U_x)$%	Постоянный ток	1—100 МОм	—
В4-13	$U_{имп}$: 0,1—150 В $U_{\sim}$: 0,1 — 130 В $U_{=}$: 0,1 — 150 В	$\pm(0{,}005U_x+0{,}02)$ В $\pm(0{,}005U_x+0{,}02)$ В $\pm(0{,}005U_x+0{,}02)$ В	10 Гц — 1 МГц 10 Гц — 100 кГц Постоянный ток	50, 75, 150, 1000 Ом 1 МОм 1 МОм	— 35 пФ

* U_x — значение измеряемой величины, $U_{пред}$ — конечное значение диапазона показаний

пульсы через открытый *ВС* поступают на *СИ* (см. рис. 10.13, *7*). В момент t_2 напряжение *ГЛИН* сравняется с измеряемым (см. рис. 10.13, *1, 2*) и *СУ-2* выдаст импульс (см. рис. 10.13, *4*), которым триггер *Тг* возвратится в состояние «0» (см. рис. 10.13, *5*). Временной селектор закрывается. Счет импульсов прекращается.

За время действия стробирующего импульса Δt на счетчик *СИ* прошло m импульсов. Их число определяет значение измеряемого напряжения U_x: $\Delta t = mT_к$, $U_x = \Delta t \operatorname{tg} \beta$; $U_x = mT_к \operatorname{tg} \beta = mK$.

На выбранном пределе измерения величина K постоянна, так как зависит лишь от скорости изменения напряжения *ГЛИН* и периода следования счетных импульсов $T_к$. Обычно параметры выбирают так, что $K = 10^n$, где $n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ При этом $U_x = 10^n m$ и переключение пределов измерения равноценно переносу запятой на табло устройства цифрового отсчета *УЦО*.

Погрешность измерения напряжения вольтметром слагается из погрешности образцового (линейно изменяющегося) напряжения *ГЛИН*, погрешности сравнивающих устройств *СУ-1* и *СУ-2* и погрешности дискретности, связанной с возможностью счета «лишнего» импульса или недосчета «нужного» импульса, соответствующих интервалам действия фронта и среза стробирующего импульса (см. рис. 10.13, *5*).

Характеристики некоторых цифровых вольтметров промышленного изготовления даны в табл. 10.11.

Зависимость показаний вольтметров и амперметров от формы измеряемого сигнала

Из табл. 10.7 и свойств аналоговых приборов следует, что вольтметры разных систем или с разными типами детекторов при измерении одного и того же напряжения могут давать разные показания. Например, при измерении постоянного напряжения вольтметры магнитоэлектрической системы дадут показания, равные постоянной составляющей этого напряжения, а показания вольтметров, имеющих детекторы с закрытым входом, покажут «0». При измерении же напряжения синусоидальной формы вольтметры магнитоэлектрической системы покажут «0», а электронные вольтметры в зависимости от типа детектора дадут показания, прямо пропорциональные амплитуде, среднеквадратическому или средневыпрямленному значению измеряемого напряжения. Таким образом, для правильной оценки результатов измерений и нахождения интересующего значения измеряемого напряжения нужно знать систему примененного в приборе измерителя, тип детектора, схему входа (открытая или закрытая) и характер градуировки шкалы (шкала прибора переменного тока может градуироваться в пиковых или среднеквадратических значениях синусоидального напряжения).

Следует помнить, что оцифровка шкалы вольтметра с пиковым детектором при его градуировке на синусоидальном напряжении в среднеквадратических его значениях уменьшается в $\sqrt{2} \approx 1{,}41$ раза по сравнению с пиковым (амплитудным) значением, имеющимся на выходе детектора, а оцифровка шкалы вольтметра с детектором средневыпрямленного значения при его градуировке в среднеквадратических значениях на синусоидальном напряжении увеличивается в 1,11 раза.

Пример. Требуется измерить напряжение, имеющее форму периодической последовательности однополярных прямоугольных импульсов (рис. 10.14), и определить ожидаемые показания вольтметров В4-2, В7-15 и В3-10А, если амплитуда импульсов $U_м = 20$ В, а скважность $Q = T/\tau = 10$.

Решение проведем без учета погрешностей вольтметров. Вольтметры В4-2 и В7-15 имеют закрытый вход и не реагируют на постоянную составляющую измеряемого напряжения U_0 (показания этих вольтметров прямо пропорциональны $U_{в.в}$):

$$U_{в.в} = U_м - U_0 = U_м - \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,dt = U_м - \frac{U_м}{Q} = 18 \text{ В}.$$

Поскольку шкала вольтметра В4-2 градуирована в пиковых значениях напряжения, то его показание $A_1 = U_{в.в} = 18$ В.

Вольтметр В7-15 должен показать $A_2 = U_{в.в}/\sqrt{2} = 12{,}7$ В, так как его шкала градуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения.

Вольтметр типа В3-10А на пределах измерения выше 0,3 В имеет открытый вход, детектор средневыпрямленного значения и шкалу, градуированную в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Так как средневыпрямленное значение однополярного напряжения совпадает с постоянной составляющей этого напряжения, то $U_{с.в} = U_0 = U_м/Q = 2$ В. Поскольку при градуировке оцифровка шкалы вольтметра В3-10А увеличена в 1,11 раза относительно средневыпрямленного значения калибрующего синусоидального напряжения, показания вольтметра должны быть $A_3 = 1{,}11\ U_{с.в} = 1{,}11 \cdot 2 = 2{,}22$ В. Изложенное справедливо и для амперметров.

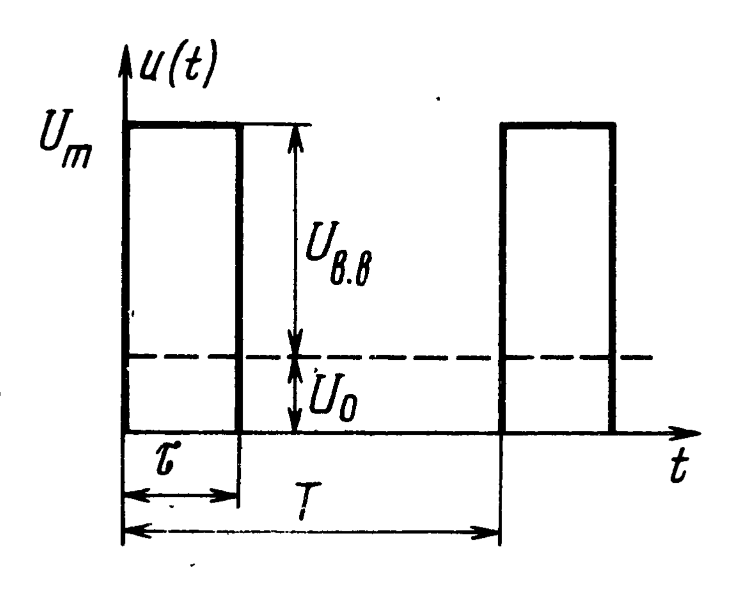


Рис. 10.14

Радиолюбительские конструкции

На рис. 10.15 приведена схема вольтметра постоянного тока с УПТ на полевом транзисторе. Транзистор T_1 и резисторы R_5 — R_8 образуют мост, в диагональ которого включен измеритель *И* магнитоэлектрической системы, имеющий ток предельного отклонения 100 мкА и сопротивление рамки 1870 Ом. Входное сопротивление вольтметра практически определяется сопротивлением входного делителя напряжения и сопротивлением утечек и меняется от 0,5 до нескольких мегаом. Конечные значения шкал 1; 5 и 20 В. Нуль устанавливается резистором R_7. Диоды $Д_1$ — $Д_3$ — защитные. Электрическое арретирование измерителя происходит при разомкнутом включателе B_2. Для измерения переменных напряжений ко входу вольтметра нужно подключить один из детекторов, описанных ранее. Для повышения чувствительности в прибор (между T_1 и *И*) может быть введен дополнительный УПТ на интегральной микросхеме (например, типа К153УТ1А).

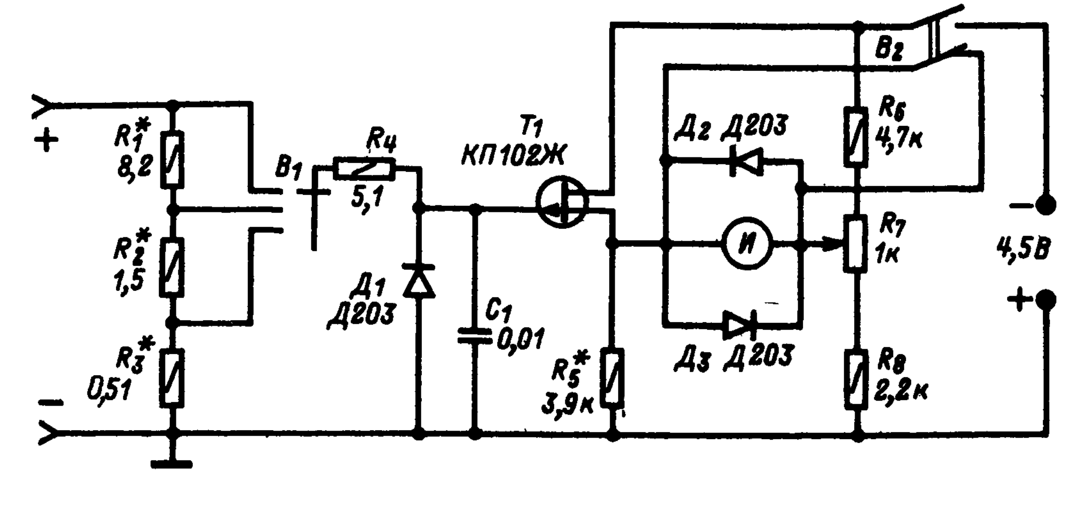


Рис. 10.15

10.3. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ, ЕМКОСТЕЙ И ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Методы измерения сопротивлений

Для измерения сопротивлений наиболее распространены метод непосредственной оценки с помощью омметров, характеризуемый простотой отсчета и широкими пределами измерений, и метод сравнения (мостовой), обеспечивающий малую погрешность измерений.

Электромеханические омметры постоянного тока разделяются на две основные группы: с последовательной схемой (рис. 10.16, *а*) для измерения средних и больших сопротивлений (1 Ом и выше) и с параллельной схемой для измерения малых сопротивлений (рис. 10.16, *б*).

В качестве отсчетного устройства омметры имеют измеритель магнитоэлектрической системы с током предельного отклонения 50—100 мкА.

Шкалы омметров с последовательной схемой имеют нулевую отметку справа (указатель измерителя устанавливается на эту отметку при замкнутой кнопке *Кн*) и отметку ∞ слева. Омметры с параллельной схемой имеют нулевую отметку слева, а отметку ∞ справа. Переменный резистор $R_ш$ служит для установки нуля омметра (при замкнутой кнопке *Кн*), а резистор $R_д$ — для установки отметки ∞ (при разомкнутой кнопке *Кн*). Омметр градуируют по образцовым резисторам. Обычно погрешность омметров составляет 4—10%; на начальном и конечном участках шкалы погрешности значительно возрастают.

Электронные омметры строят на базе УПТ. Они представляют собой по сути электронные вольтметры постоянного тока, на входы которых подается напряжение, снимаемое с делителя напряжения, образуемого измеряемым R_x и образцовым R_0 резисторами (рис. 10.17). Возможные изменения напряжения питания $U_{и.п}$ компенсируются изменением коэффициента усиления УПТ при установке нулевой отметки (на рис. 9.17,*а* — нуль справа) или отметки ∞ (на рис. 10.17,*б* — ∞ справа).

Основной недостаток омметров, схемы которых показаны на рис. 10.16 и 10.17, — неравномерность шкалы. На базе УПТ можно построить электронный омметр с линейной (равномерной) шкалой, если включить образцовый R_0 и измеряемый R_x резисторы, как показано на рис. 10.18. Напряжение на выходе УПТ здесь линейно зависит от измеряемого сопротивления: $|U_{вых}| = (U_{и.п}/R_0) R_x$.

Показания омметра при изменении напряжения питания $U_{и.п}$ корректируются изменением сопротивления образцового резистора R_0. Переключение пределов измерения может осущест-

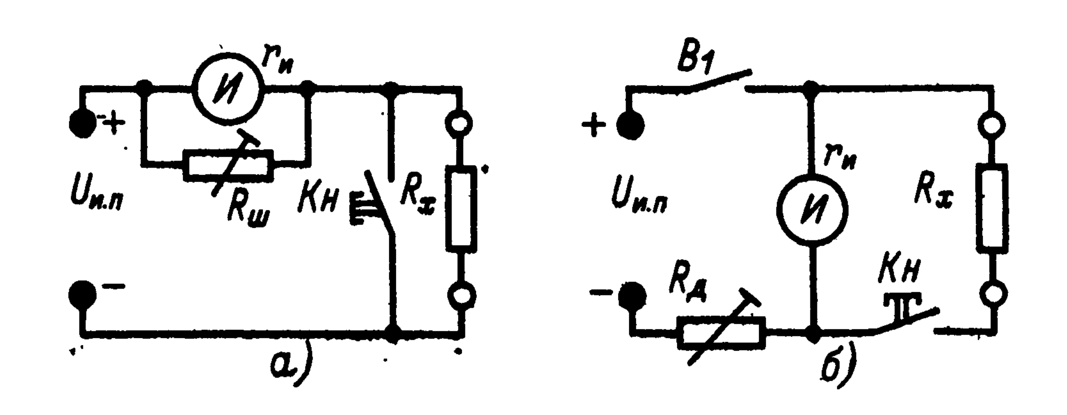


Рис. 10.16

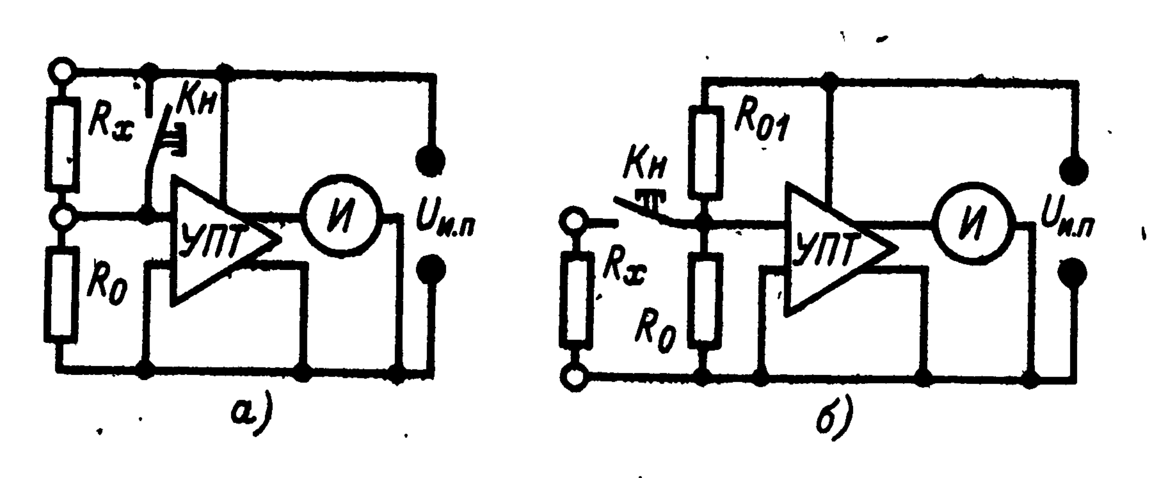


Рис. 10.17

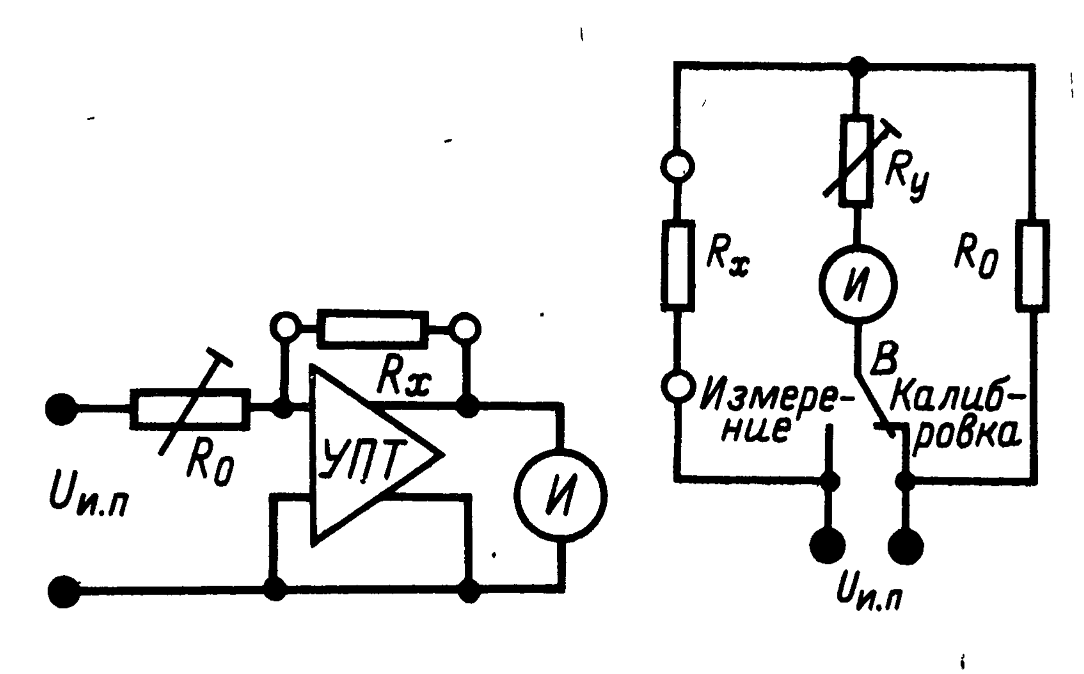


Рис. 10.18 Рис. 10.19

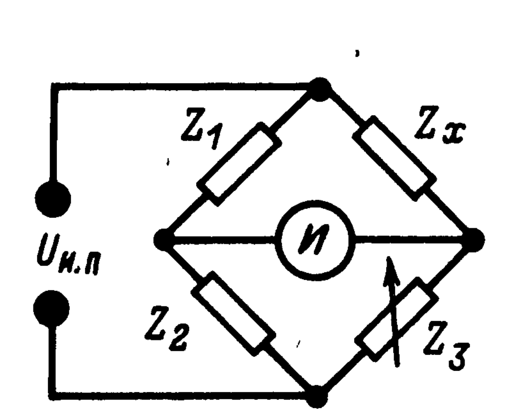


Рис. 10.20

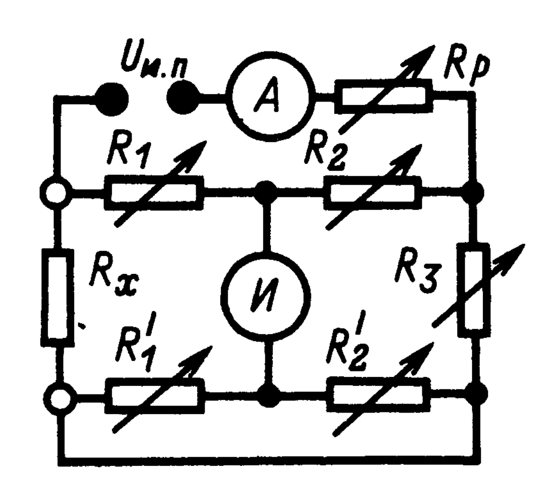


Рис. 10.21

вляться ступенчатым переключением номинальных значений $U_{и.п}$ или $R_о$.

Омметр с равномерной шкалой (рис. 10.19). Последовательно с источником питания $U_{и.п}$ включены образцовый $R_о$ и измеряемый R_x резисторы. Если с помощью измерителя *И* с включенным последовательно установочным резистором $R_у$ измерить падение напряжения на образцовом $U_о$ и измеряемом U_x резисторах, то искомое сопротивление $R_x=R_оU_x/U_о$.

Следовательно, R_x линейно зависит от сопротивления резистора $R_о$ и отношения $U_x/U_о$. Чтобы ускорить получение искомой величины R_x, можно установить переключатель в положение *Калибровка* и регулировкой резистора $R_у$ добиться отклонения стрелки измерителя на всю шкалу; конечную отметку шкалы обозначить единицей. Остальные деления шкалы при этом будут соответствовать долям от сопротивления резистора $R_о$. Теперь для измерения R_x достаточно переключатель *В* поставить в положение *Измерение* и определить, какую долю от $R_о$ составляет R_x. Если при установке переключателя *В* в положение *Измерение* стрелка прибора уйдет за шкалу, то следует подобрать образцовый резистор $R_о$ с большим сопротивлением и повторить операции измерения. Если омметр многопредельный, то вместо одного образцового резистора $R_о$ берут несколько переключаемых резисторов (по числу пределов измерения), которые для удобства выбирают из ряда 1, 10, 100 и т. д. Общее сопротивление измерителя и резистора $R_у$ должно быть много больше сопротивления резисторов R_x и $R_о$.

Омметр с линейной шкалой можно построить, используя свойство транзистора, включенного по схеме ОБ: коллекторный ток такого транзистора практически не зависит от коллекторной нагрузки и напряжения на коллекторе. Если испытываемый резистор включить в цепь коллектора транзистора (см. рис. 10.24), то показание вольтметра *V*, подключаемого к резистору, окажется прямо пропорциональным сопротивлению этого резистора и шкалу вольтметра можно градуировать в единицах сопротивления. Она будет практически линейной.

Мостовые методы позволяют осуществлять наиболее точные измерения сопротивлений. Три плеча моста (рис. 10.20) образуют образцовые комплексные сопротивления Z_1, Z_2 и Z_3 (конденсаторы, катушки индуктивности), а четвертое — измеряемое сопротивление Z_x. Баланса добиваются изменением одного или нескольких образцовых сопротивлений. При измерении активных сопротивлений мост питается постоянным напряжением $U_{и.п}$, индикатором баланса служит гальванометр магнитоэлектрической системы, а плечи моста образуются активными резисторами. При этом $R_x=R_1R_3/R_2$.

При питании моста переменным напряжением индикатором баланса может служить головной телефон или милливольтметр переменного тока.

Для измерения сопротивлений $R_x<1$ Ом на постоянном токе применяют двойной мост (рис. 10.21). Баланс моста получают изменением сопротивлений образцовых резисторов R_1, R_1', R_2, R_2' и R_3. При точном выполнении условий $R_1=R_1'$ и $R_2=R_2'$ сопротивление резистора $R_x=(R_1/R_2)R_3$.

Для повышения чувствительности мост питают от мощного источника тока (обычно аккумулятора). Рабочий ток контролируют амперметром.

Измерение сопротивлений методом вольтметра (рис. 10.22). Для определения сопротивления резистора R_x вольтметром измеряют падения напряжений U_0 и U_x на образцовом и измеряемом R_0 резисторах. Тогда $R_x=(U_x/U_0)R_0$.

Необходимое напряжение источника питания вычисляют по закону Ома с учетом сопротивления резистора R_0, предела измерения вольтметра и предполагаемого сопротивления резистора R_x. Наивысшая точность измерения может быть получена, если $R_0\approx R_x$. Точность измерения сопротивления зависит также от класса точности вольтметра и образцового резистора. Необходимо

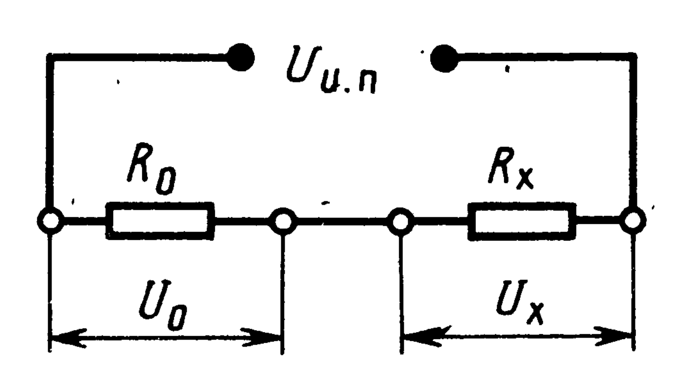


Рис. 10.22

Таблица 10.12. **Омметры**

Тип	Диапазон измерений	Основная погрешность
М127	0—2 МОм	±1,5
М372	0,1—50 Ом	±1,5
М503	200 Ом — 100 МОм	±1,0
Е6-5	1 Ом — 9999 кОм	±1%±1 ед. счета
Е6-15	0,0001—100 Ом	±1,5
Е6-16	2 Ом — 200 МОм	±1,5
ЕК6-1	30 МОм—1000 ТОм	±10,0

соблюдение условий $R_{вх} \gg R_0$ и $R_{вх} \gg R_x$, так как погрешность измерения уменьшается с увеличением входного сопротивления вольтметра $R_{вх}$.

Электромеханические цифровые омметры выполняют в виде автоматических мостов либо цифровых вольтметров с автоматически перестраиваемой цепочкой образцовых резисторов. Большим быстродействием обладают электронные омметры, использующие время-импульсные методы. Цифровые вольтметры и омметры имеют много одинаковых узлов, что позволяет создавать комбинированные цифровые приборы — вольтомметры.

Основные характеристики некоторых промышленных омметров даны в табл. 10.12.

Радиолюбительские конструкции измерителей сопротивлений

В любительской практике омметры, выполненные по схемам, приведенным на рис. 10.16, 10.17, обычно используются в составе комбинированных измерительных приборов, например ампервольтомметров. Популярностью у радиолюбителей пользуются простейшие мостовые измерители и омметры с равномерной шкалой.

Простейший мостовой измеритель сопротивлений (рис. 10.23) питается от RC-генератора (R_5, C_1, *Тр*, *Л*$_1$), вырабатывающего сигнал с частотой 1 кГц. В качестве образцовых резисторов R_1 — R_3, включаемых в одно из плеч моста,

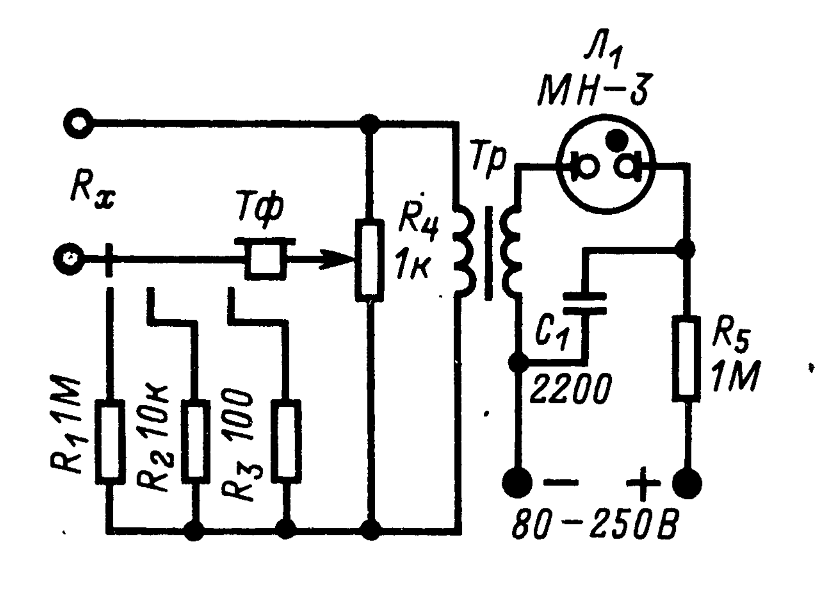


Рис. 10.23

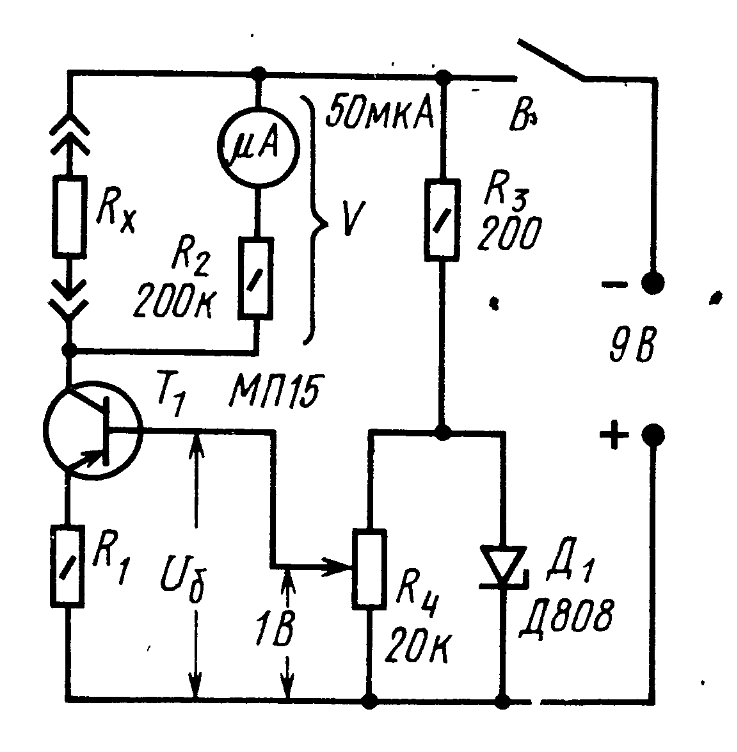


Рис. 10.24

рекомендуется применять резисторы повышенной стабильности типа УЛИ, БЛП или МГП с допускаемым отклонением сопротивлений от номинальных значений не более ±1%. Балансировка моста проводится переключением этих резисторов и регулировкой потенциометра R_4. Потенциометр снабжен шкалой, которая нанесена на диск, укрепленный на оси потенциометра. Индикатором баланса служат головные телефоны. В приборе можно применять малогабаритный трансформатор с отношением числа витков в обмотках от 1 : 1 до 1 : 10. Прибор позволяет измерять сопротивления от 10 Ом до 10 МОм с погрешностью не более 10—15%.

Транзисторный омметр с линейной шкалой (рис. 10.24). Принцип работы омметра основан на независимости тока коллектора транзистора, включенного по схеме ОБ, от сопротивления коллекторной цепи. При параметрах компонентов, указанных на схеме, прибор позволяет измерять сопротивления от 0 до 25 кОм. Расширение пределов измерения возможно при изменении напряжения $U_б$, сопротивления резистора R_1, напряжения источника питания или при применении более чувствительного вольтметра V (например, электронного вольтметра по схеме на рис. 10.15).

Методы измерения емкостей и индуктивностей

Мостовой метод измерения емкости и индуктивности (см. рис. 10.20) применяют для измерения емкостей от нескольких сотен пикофарад до нескольких десятков микрофарад и больших индуктивностей. При этом определяют комплексное сопротивление $Z_x = Z_1 Z_3 / Z_2$ и вычисляют измеряемую емкость $C_x \approx 160\,000/(f z_x)$ или индуктивность (при малом сопротивлении потерь в катушке) $L_x \approx 160 z_x / f$, где z_x — модуль комплексного сопротивления, кОм; f — частота питающего мост напряжения, кГц; C_x — измеряемая емкость, пФ; L_x — измеряемая индуктивность, мГн. Мост питают переменным напряжением частотой 500—1000 Гц.

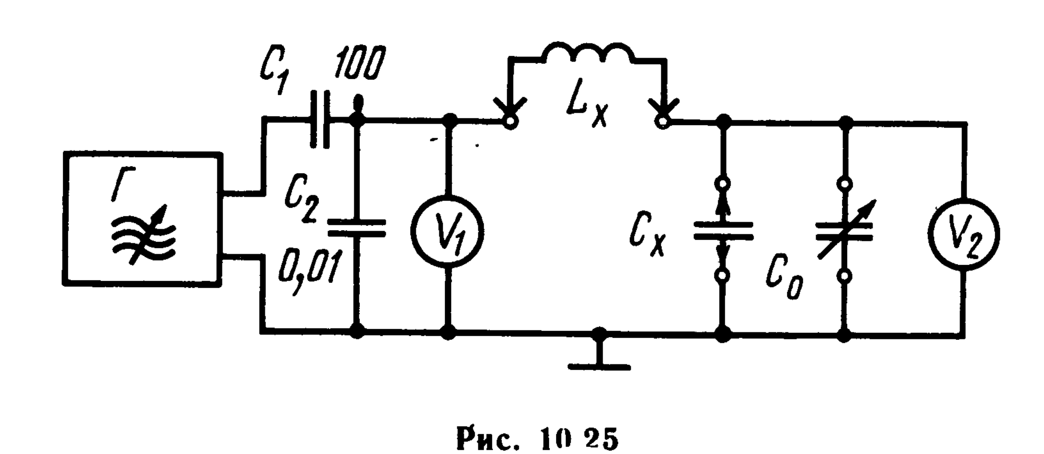


Рис. 10.25

Емкости до 5000 пФ и индуктивности до 100 мГн обычно измеряют резонансным или генераторным методом.

Резонансный метод измерения емкости (рис. 10.25). Измеряемый конденсатор C_x подключают параллельно образцовому конденсатору переменной емкости $C_о$, а к зажимам L_x подключают катушку. Таким образом создается последовательный колебательный контур, который питается от ГВЧ через емкостный делитель напряжения C_1C_2. Необходимые индуктивность катушки L_x или диапазон частот ГВЧ вычисляют по формулам

$$L_x = 25\,300/[(C_о + C_x + C_{вх2} + C_м) f^2]\cdot$$

$$f_{min} = \sqrt{25\,300/[L_x(C_{о\,max} + C_x + C_{вх\,2} + C_м)]};$$

$$f_{max} = \sqrt{25\,300/[L_x(C_{о\,min} + C_x + C_{вх\,2} + C_м)]},$$

где $C_{о\,max}$ и $C_{о\,min}$ — максимальная и минимальная емкости образцового конденсатора, пФ; C_x — предполагаемое значение измеряемой емкости, пФ; $C_{вх\,2}$ — входная емкость электронного вольтметра V_2, пФ; $C_м$ — емкость монтажа контура, пФ.

Для уменьшения погрешностей измерения необходимо соблюдение условия $C_2 \gg (C_{о\,max} + C_x + C_{вх2} + C_м)$

Возможны две методики измерения:

1. При минимальной емкости образцового конденсатора $C_{о\,min}$ изменяют частоту генератора до получения резонанса контура (показания электронного вольтметра V_2 должны быть максимальны) При этом полная емкость контура $C_к = 25\,300/f^2L$ и $C_x = C_к - (C_о + C_{вх\,2} + C_м)$, где f — частота генератора, при которой наступил резонанс, МГц; L — индуктивность контура, мкГн; $C_к$, C_x, $C_о$, $C_{вх2}$, $C_м$ — емкости, пФ.

2. При максимальной емкости $C_{о\,max}$ и невключенном конденсаторе C_x перестройкой частоты генератора добиваются резонанса. Затем подключают измеряемый конденсатор C_x и, не изменяя частоты генератора, изменением емкости конденсатора $C_о$ снова добиваются резонанса контура. Емкость измеряемого конденсатора

$$C_x = C_{о\,max} - C_{о1},$$

где $C_{о1}$ — емкость образцового конденсатора $C_о$ при включенном конденсаторе C_x.

Расширение пределов измерения при этой методике осуществляется параллельным или последовательным подключением к конденсатору $C_о$ дополнительных образцовых конденсаторов.

Резонансный метод измерения индуктивности. Измеряемую катушку подключают к зажимам L_x (см. рис. 10.25)

Возможны две методики измерения:

1. При произвольной емкости конденсатора $C_о$ перестройкой частоты генератора добиваются резонанса контура и вычисляют индуктивность катушки

$$L_x = 25\,300/[(C_о + C_{вх2} + C_м) f^2].$$

2. При некоторой фиксированной частоте генератора f изменяют емкость конденсатора $C_о$ до наступления резонанса; L_x вычисляют по той же формуле.

Генераторный метод измерения емкости и индуктивности (рис. 10.26). При отключенной измеряемой реактивности (C_x или L_x) подстроечным конденсатором $C_п$ приводят к одному значению частоты генераторов *РЧ-1* и *РЧ-2*. Равенство частот определяют по нулевым биениям. В качестве индикатора нулевых биений могут быть использованы головные телефоны.

Измеряемый конденсатор C_x подключают параллельно конденсатору C_2 колебательного контура генератора *РЧ-2*. Затем емкость конденсатора C_1 изменяют на величину ΔC_1 до получения нулевых биений. Если $L_1 = L_2$, то $C_x = \Delta C_1$.

Для измерения индуктивности после подготовки прибора к работе перемычку снимают и подключают измеряемую катушку L_x. Затем увеличением емкости конденсатора C_1 на величину ΔC_1 снова добиваются нулевых биений. Так как при этом $L_x = (L_1/C_2)\Delta C_1$, значения L_x можно отсчитывать по шкале конденсатора C_1.

Измерение емкости электролитических конденсаторов. Измерение проводят низкочастотным измерителем емкостей (например, мостом типа Е12-2). Электролитический конденсатор C_x подключают к измерителю емкости по схеме, изображенной на рис. 10.27. Разделительный

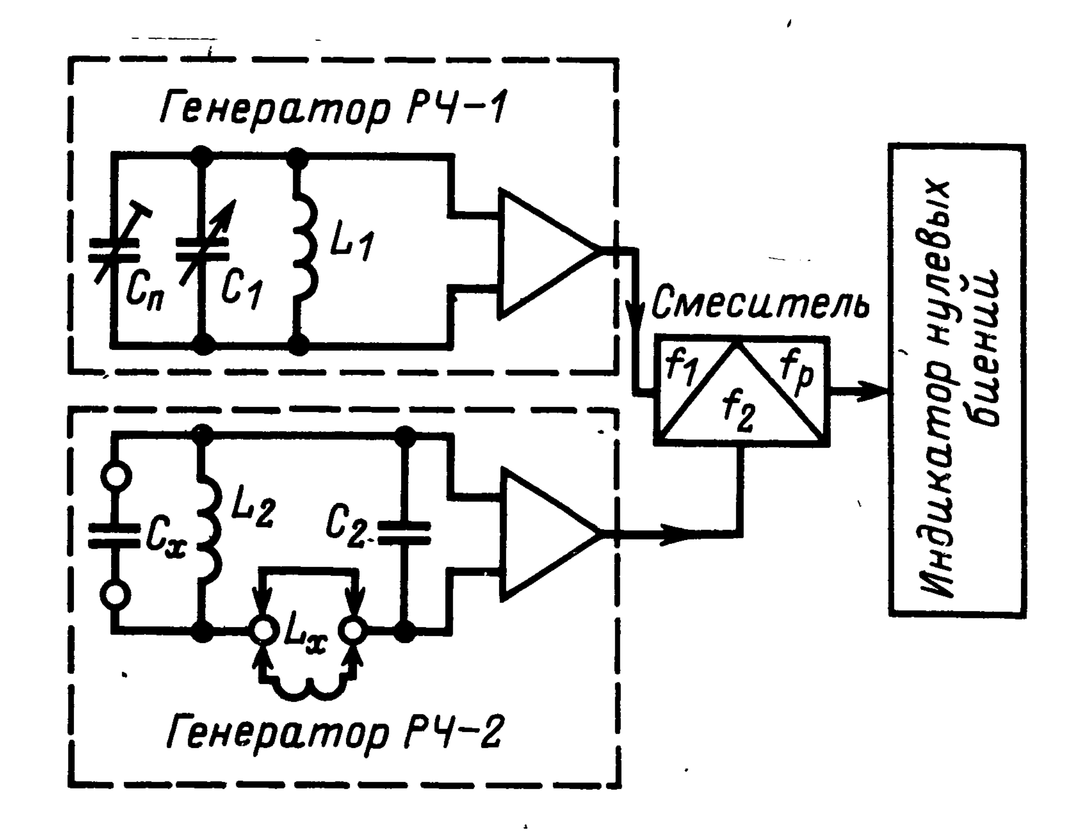


Рис. 10.26

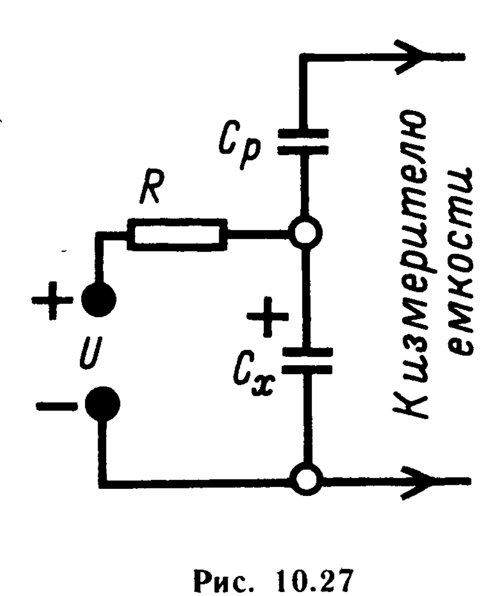


Рис. 10.27

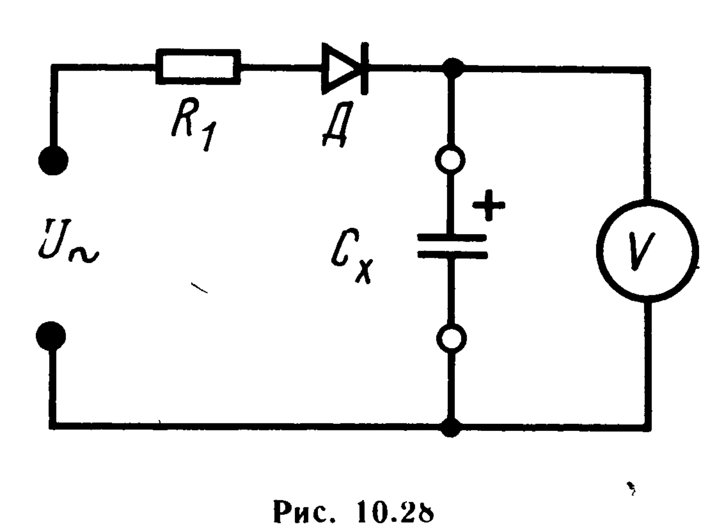


Рис. 10.28

конденсатор $C_р$ (бумажный или металлобумажный) должен иметь большие емкость и сопротивление постоянному току. Для уменьшения погрешности измерения нужно, чтобы выполнялись условия

$$C_р \geqslant 0{,}1C_x;\quad R \geqslant 3200/fC_x;$$
$$U_{C\,ном} > (U + U_{m\,п}),$$

где R — сопротивление развязывающего резистора, кОм; f — частота напряжения, возникающего на измеряемом конденсаторе C_x при подключении его к измерителю емкости, Гц; C_x — емкость измеряемого конденсатора, мкФ; $U_{C\,ном}$ — номинальное напряжение электролитического конденсатора, В; $U_{m\,п}$ — амплитуда переменной составляющей напряжения на измеряемом конденсаторе, В.

Таблица 10.13. **Приборы для измерения индуктивностей и емкостей**

Тип	Диапазон измерений	Основная погрешность
Е3-3	L : 0,01—1000 Гн	±3%
Е7-4	L : 10 мкГн — 100 Гн	±3%
	С : 10 пФ — 100 мкФ	±3%
Е7-5А	L : 0,05 мкГн—100 мГн	±2,5%
	C : 1 — 5000 пФ	±5%
Е8-5	C : 10 пФ — 10 мкФ	±(0,001C+0,5 пФ+ +1 ед. сч)± ±(0,002C+1 ед. сч.)

Измеряемая емкость

$$C_x = C_р C_и / (C_р - C_и),$$

где $C_и$ — показание измерителя емкости.

Емкость электролитического конденсатора может быть косвенно измерена и с помощью вольтметра переменного тока, если электролитический конденсатор включить в цепь пульсирующего тока (рис. 10.28). Поскольку для переменной составляющей пульсирующего тока конденсатор C_x имеет емкостное сопротивление $X_c = 1/(\omega C_x)$, шкала вольтметра (при фиксированной амплитуде напряжения $U_\sim$, питающего цепь конденсатора C_x) может быть градуирована в единицах емкости. В качестве источника напряжения $U_\sim$ может быть использована промышленная сеть (см. также рис. 10.30).

Основные технические характеристики приборов для измерения индуктивностей и емкостей приведены в табл. 10.13.

Среди радиолюбителей наибольшей популярностью пользуются измерители L и C мостового типа с простейшими индикаторами баланса — головными телефонами. Прибор для измерения емкостей или индуктивностей может быть построен по схеме, аналогичной изображенной на рис. 10.23, при замене резисторов конденсаторами или катушками.

10.4. КОМБИНИРОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОРАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Электромеханические ампервольтомметры

В большинстве электромеханических вольтметров, амперметров и омметров применяются высокочувствительные измерители магнитоэлектрической системы. Поэтому целесообразно использовать один такой измеритель в единой конструкции для измерения напряжений, токов и сопротивлений. Такие комбинированные приборы получили название ампервольтомметров (табл. 10.14). Ранее их называли авометрами и тестерами.

На рис. 10.29 в качестве примера приведена схема ампервольтомметра типа Ц4325; его измеритель имеет ток предельного отклонения 24 мкА. Стабилитроны $Д_1$ и $Д_2$ предохраняют измеритель от перегрузок.

Радиотестеры

Электронные вольтметры и омметры имеют общий узел — УПТ (см. рис. 10.6, 10.17), поэтому экономически выгодно создание комбинированных электронных приборов вольтомметров. На базе вольтметра с УПТ может быть также создан комбинированный прибор (радиотестер) для измерения напряжений, сопротивлений, емкостей и индуктивностей. Рассмотрим радиотестер ВК7-3, схема которого пред-

Таблица 10.14. **Ампервольтомметры**

Характеристика прибора		Ц56	Ц57	Ц430	Ц4312	Ц4325	Ц4341
Конечное значение шкал	Напряжение постоянное $U_=$, В	0,075; 0,3; 1,5; 7,5; 15; 60; 150; 300; 600	0,075; 3; 7,5; 15; 30; 150; 300; 600	0,75; 3; 6; 15; 60; 150; 300; 600	0,075; 0,3; 7,5; 30; 60; 150; 300; 600; 900	0,6; 1,2; 3; 6; 12; 30; 60; 120; 600	0,3; 1,5; 6; 30; 60; 150; 300; 900
	Напряжение переменное $U_\sim$, В	0,3; 1,5; 7,5 15; 60; 150	3; 7,5; 15; 30; 150; 300; 600	3; 6; 15; 60; 150; 300; 600	0,3; 1,5; 7,5 30; 60; 150; 300; 600; 900	3; 6; 15; 30; 60; 150; 300; 600	1,5; 7,5; 30; 150; 300; 750
	Ток постоянный $I_=$, мА	0,3; 1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	0,15; 3; 15; 60 300; 1500	—	0,3; 1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	0,03; 0,6; 0,3; 1,2; 6; 30; 120; 600; 3000	0,06; 0,6; 6; 60; 600
	Ток переменный $I_\sim$, мА	1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	3; 15; 60; 300; 1500	—	1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	0,3; 1,5; 6; 30; 150; 600 3000	0,3; 3; 30; 300
	Сопротивление постоянному току, кОм	3; 30; 300; 3000	3; 30; 300; 3000	3; 30; 300; 3000	0,2; 3; 30; 300; 3000	0,5; 5; 50; 500; 5000	0,5; 5; 50; 500; 5000
	$I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$, мкА	—	—	—	—	—	60
	$h_{21Э}$	—	—	—	—	—	70—350
	Емкость, мкФ	—	0,3	—	—	—	1,0
Рабочая область частот, Гц		45—10 000	45—1000	60—10 000	45—10 000	45—20 000	45—15 000
Основная приведенная погрешность, %, при измерении:	$U_=$	±1,0	±1,5	±2,5	±1,0	±2,5	±2,5
	$U_\sim$	±1,5	±2,5	±2,5	±1,5	±4,0	±4,0
	$I_=$, $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$	±1,0	±1,5	—	±1,0	±2,5	±2,5
	$I_\sim$	±1,5	±2,5	—	±1,5	±4,0	±4,0
	$R_=$	±1,0	±1,5	±2,5	±1,0	±2,5	±2,5
	$h_{21Э}$	—	—	—	—	—	±5,0
Входное сопротивление, кОм/В, при измерении:	$U_=$	3,3	6,7	8	0,67	20	20
	$U_\sim$	—	—	—	0,67	4	2

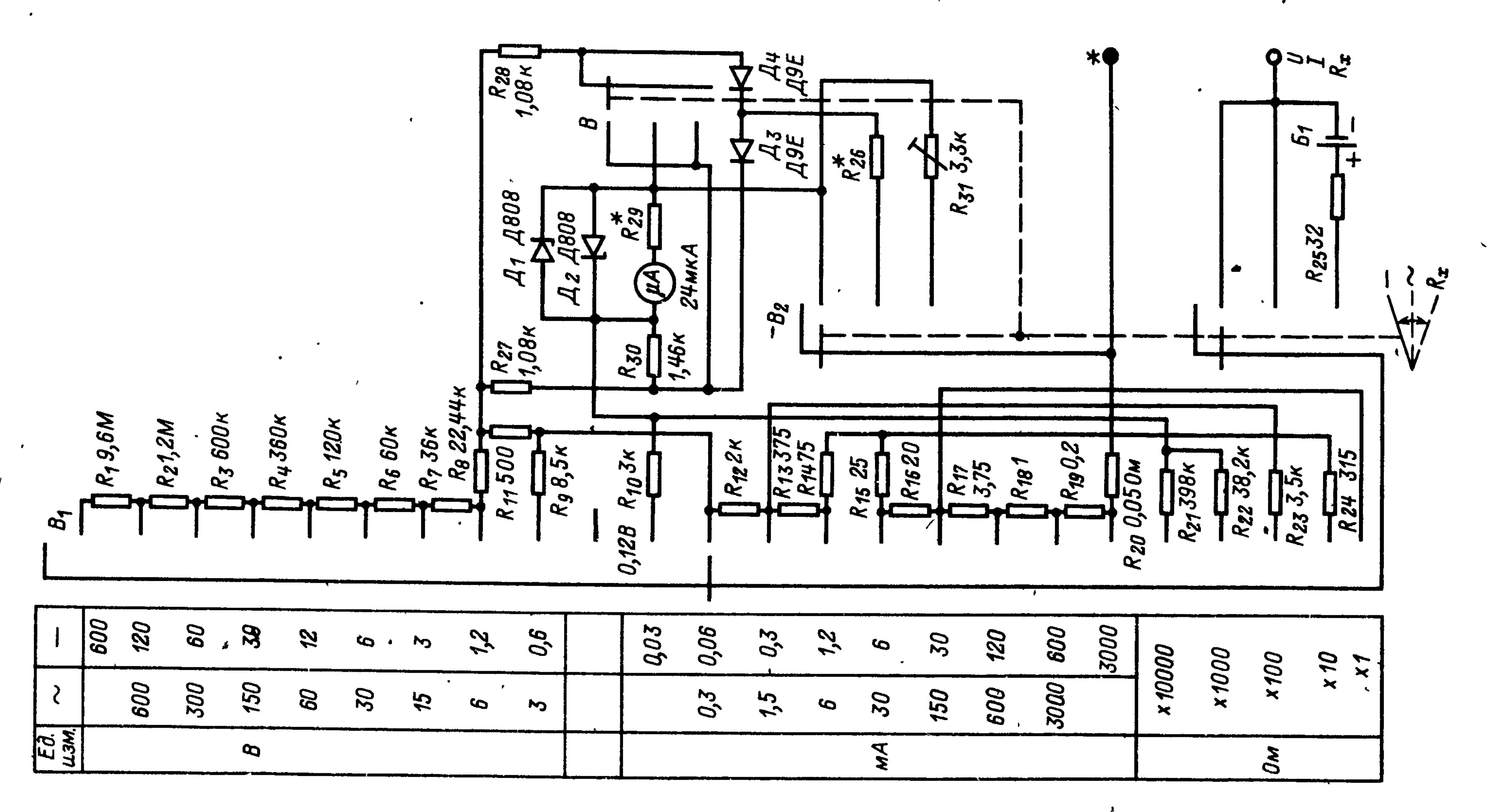


Рис. 10.29

Таблица 10.15. **Комбинированные электронные приборы (радиотестеры)**

Тип	Диапазон измерения	Погрешность измерения, %*	Рабочая область частот	$R_{вх}$	$C_{вх}$
ВК2-17	$U_=$: 1 мВ—1000 В	$\pm(0{,}15+0{,}05\ U_{пред}/U_x)$	Постоянный ток	0,18—10,05 МОм	—
	R : 10 Ом — 2 МОм	$\pm(0{,}2+0{,}05\ R_{пред}/R_x)$			
В7-15	$U_=$: 30 мВ — 1 кВ	±2,5	« «	15 МОм	—
	$U_\sim$: 200 мВ—1 кВ	±(2,5—10,0)	20 Гц — 700 МГц	3 МОм — 50 кОм	4—1,8 пФ
	R : 10 Ом—1000 МОм	±2,5; ±4,0	Постоянный ток	—	--
В7-16	$U_=$: 1—1000 В	$\pm(0{,}05+0{,}05U_{пред}/U_x)$	« «	10 МОм	—
	$U_\sim$: 1 — 1000 В	$\pm(0{,}5+0{,}02U_{пред}/U_x)$	20 Гц — 100 кГц	1 МОм	—
	R : 1 кОм—10 МОм	$\pm(0{,}2+0{,}02R_{пред}/R_x)$	Постоянный ток	—	—
В7-17	$U_=$: 3 мВ — 300 В	±(2,5—4)	« «	30 МОм	—
	$U_\sim$: 200 мВ—300 В	±(4—25)	20 Гц — 1000 МГц	75 кОм — 5 МОм	20 пФ
	R : 10 Ом—1000 МОм	±2,5	Постоянный ток	—	1,5 пФ
					—

* U_x, R_x — значения измеряемой величины; $U_{пред}$, $R_{пред}$ — конечные значения диапазона показаний.

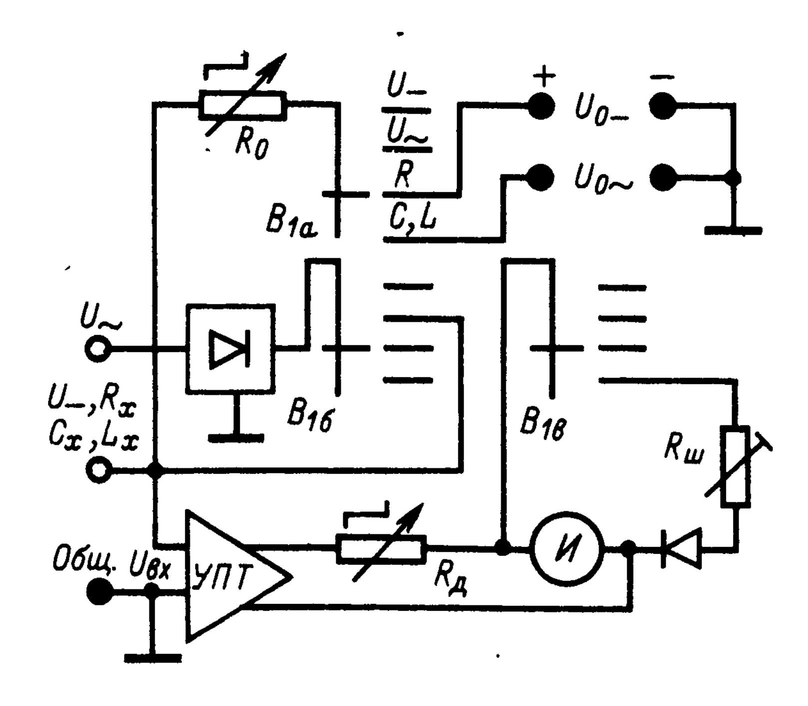


Рис. 10.30

ставлена на рис. 10.30. При измерении сопротивлений здесь используется цепь, подобная изображенной на рис. 10.17, *б*. Аналогичная цепь применена и при измерении емкостей и индуктивностей, но при этом цепь образцовый резистор R_0 — измеряемая реактивность (C_x или L_x) питается переменным напряжением от силового трансформатора прибора.

Напряжение на измеряемой реактивности пропорционально модулю комплексного сопротивления этой реактивности. Следовательно, шкалы измерителя магнитоэлектрической системы *И* можно proградуировать (по образцовым конденсаторам и катушкам индуктивности) в единицах измерения *С* и *L*.

При сопротивлении потерь катушки, соизмеримом с ее реактивным сопротивлением, измеряемая индуктивность более точно может быть вычислена по формуле

$$L_x = \sqrt{\left(\frac{U_{вх}}{U_{0\sim} - U_{вх}} \cdot \frac{R_0}{2\pi f}\right)^2 - \left(\frac{R_x}{2\pi f}\right)^2}.$$

Характеристики некоторых промышленных комбинированных электронных измерительных приборов приведены в табл. 10.15.

Измеритель RLC «Спутник радиолюбителя»

В промышленный комплект измерительных приборов «Спутник радиолюбителя» входят: измеритель *RLC*, звуковой генератор и блок питания. Габариты каждого блока комплекта 220×140××110 мм. Конструкции блоков весьма просты, и приборы легко могут быть повторены радиолюбителями.

Измеритель *RLC* собран по мостовой схеме (рис. 10.31) и питается от внешнего источника (генератора) напряжением 0,5—0,7 В, частотой 1—5 кГц. Он позволяет измерять индуктивности от 20 до 500 мГн, емкости от 20 пФ до 0,05 мкФ и сопротивления от 20 Ом до 500 кОм. Погрешность измерения не превышает ±20%. Балансировка моста осуществляется потенциометром R_4, снабженным шкалой. Искомая величина равна произведению показания по шкале потенциометра R_4 и номинала образцового элемента плеча моста. В цепь питания моста включен усилитель, выполненный на транзисторе T_1. Он повышает чувствительность измерителя и уменьшает воздействие моста на внешний генератор. подключаемый к гнездам *Вход*.

При изготовлении измерителя сопротивления резисторов, емкости конденсаторов и индуктивность катушки не должны отличаться от номиналов, указанных на схеме, более чем на ±5%.

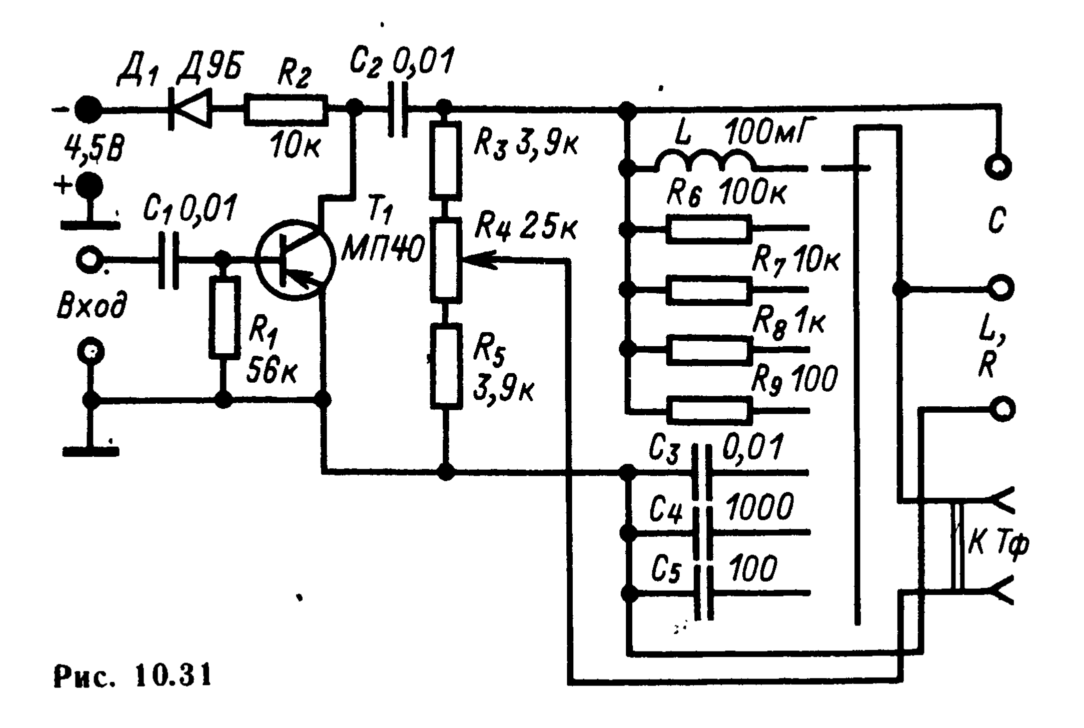


Рис. 10.31

10.5. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Проверка диодов

В радиолюбительских условиях испытание диодов сводится к проверке их на обрыв и к измерению прямых $I_{пр}$ и обратных $I_{обр}$ токов по схемам, приведенным на рис. 10.32. Результаты измерения зависят от приложенных к диодам напряжений (см. соответствующие таблицы § 11.4). При выборе микроамперметра и шунтирующего резистора $R_ш$ исходят из того, что для большинства универсальных диодов $U_{пр}=1\div2$ В; $I_{пр}$ может быть от единицы до сотен миллиампер, а $I_{обр}$ — от долей до нескольких сотен микроампер. Для выпрямительных диодов $U_{пр}=0{,}5\div1$ В, $I_{пр}$ достигает нескольких сотен миллиампер, а $I_{обр}$ — нескольких микроампер.

Для уменьшения погрешности измерения прямого и обратного токов необходимо выполнение условий

$$U'_{пр}=U_{пр}+I_{пр}r_{и.т};\quad U'_{обр}=U_{обр}+I_{обр}r_{п.т},$$

где $r_{и.т}$ — сопротивление измерителя тока.

Измерение параметров биполярных транзисторов

При проверке биполярных транзисторов радиолюбители обычно ограничиваются измерением обратного тока коллектора $I_{КБО}$ (схема измерения приведена на рис. 10.33, *а*) или обратного тока коллектор-эмиттер $I_{КЭО}$ или $I_{КЭR}$ (рис. 10.33, *б*) и одного из коэффициентов передачи тока.

При измерении $I_{КЭR}$ между эмиттером и базой транзистора включают резистор R, если это предусмотрено условиями измерения. Полезно измерять обратный ток эмиттера $I_{ЭБО}$ (рис. 10.33, *в*). Однако при такой проверке высокочастотных и других транзисторов с диффузионным эмиттерным переходом необходимо проявлять особую осторожность; даже небольшое превышение напряжения на этом переходе над допустимым может привести к выходу транзистора из строя. Режимы измерения упоминаемых параметров транзисторов приведены в таблицах § 11.5.

Коэффициент передачи тока транзистора в режиме малого сигнала $h_{21э}$ можно измерить с помощью устройства, выполненного по схеме на рис. 10.34. Для этого, изменяя сопротивление резистора R_1, устанавливают указанный в соответствующей таблице § 11.5 ток $I_{К1}$ и записывают значение тока $I_{Б1}$. Затем с помощью резистора R_1 несколько увеличивают эти токи, записывают их новые значения $I_{К2}$, $I_{Б2}$ и вычисляют коэффициент передачи тока

$$h_{21э}=(I_{К2}-I_{К1})/(I_{Б2}-I_{Б1}).$$

Для уменьшения погрешности измерения нужно брать источник тока с малым внутренним сопротивлением.

Статический коэффициент передачи тока

$$h_{21Э}=(I_К-I_{КБО})/(I_Б+I_{КБО})\approx I_К/I_Б,$$

так как обычно $I_{КБО}\ll I_К$, $I_{КБО}\ll I_Б$.

Статический коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ можно измерить с помощью цепи по схеме на рис. 10.35, где $R_1\gg r_{б.э}$, $R_2\gg r_{б.э}$ ($r_{б.э}$ — со-

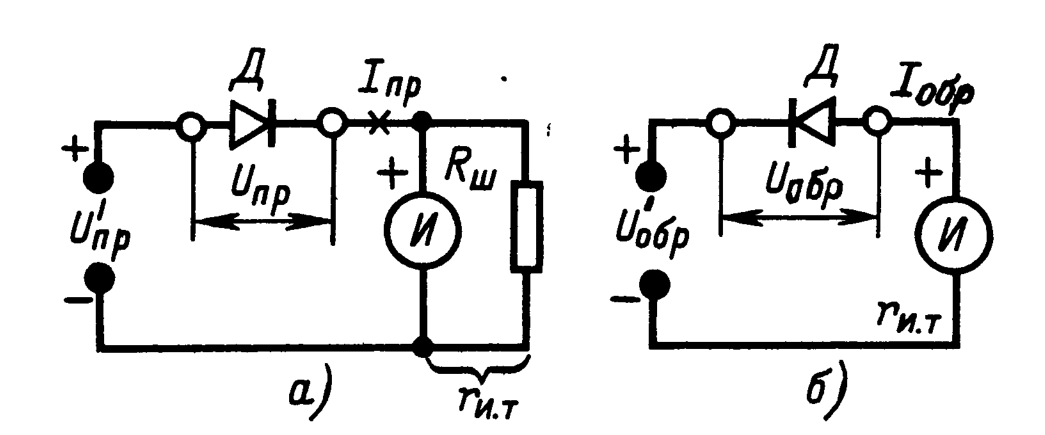


Рис. 10.32

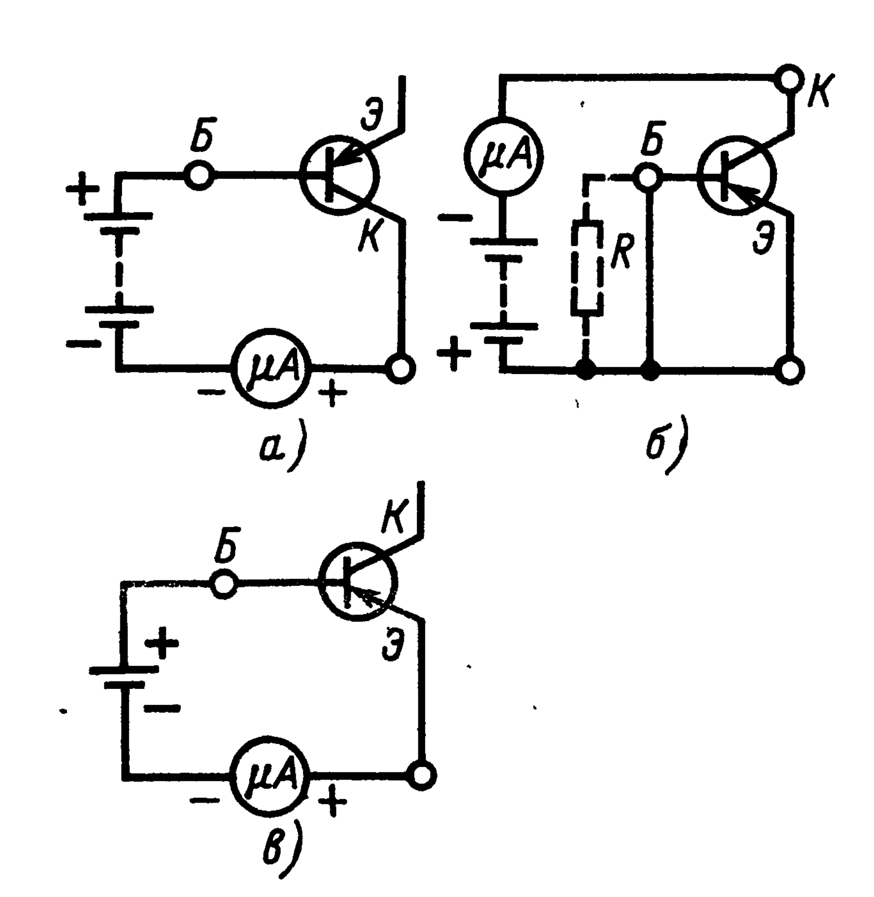


Рис. 10.33

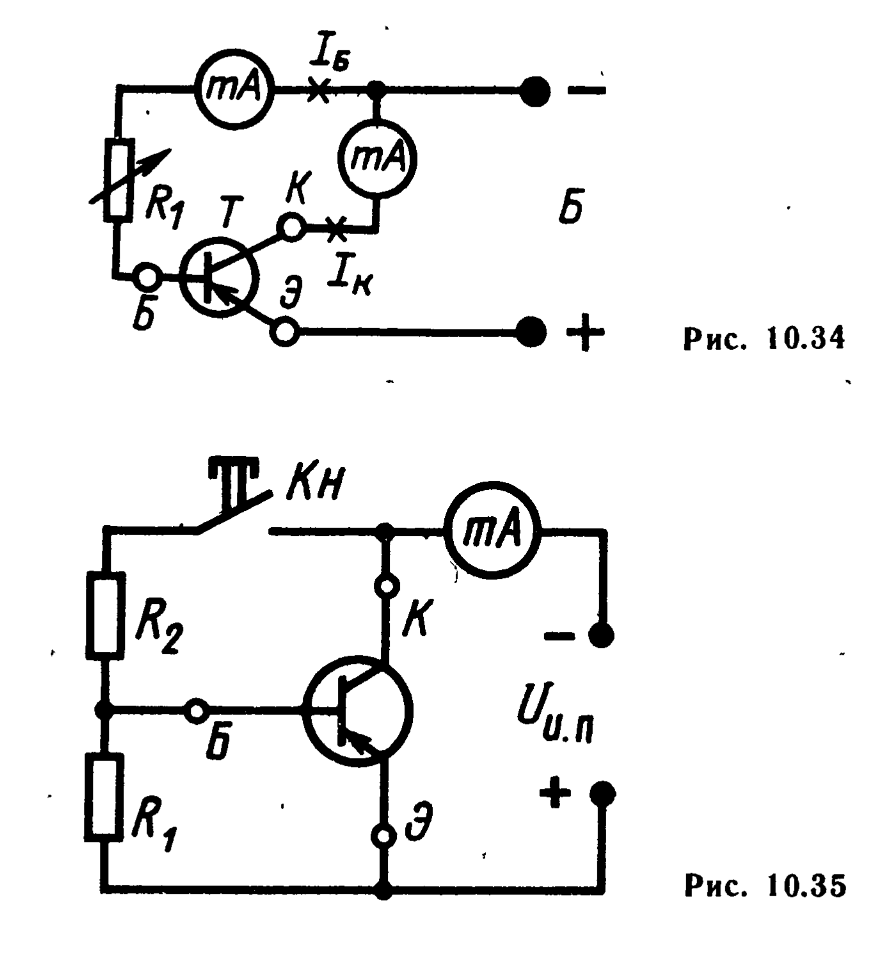


Рис. 10.34

Рис. 10.35

противление участка база — эмиттер транзистора). Так как $I_Б \approx U_{и.п}/R_2 = \text{const}$, то

$$h_{21Э} \approx (R_2/U_{и\,п}) I_К = K I_К,$$

где K — постоянный множитель; $U_{и.п}$ — напряжение источника питания.

Резистор R_2 должен иметь сопротивление

$$R_2 = h_{21Э\,пред} U_{и\,п} / I_{пред},$$

где $I_{пред}$ — ток предельного отклонения миллиамперметра; $h_{21Э\,пред}$ — рассчитываемый предел измерения статического коэффициента передачи тока.

Испытатель диодов и биполярных транзисторов (рис. 10.36) позволяет измерять $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ и $h_{21Э}$ биполярных транзисторов структур *p-n-p* и *n-p-n*, проверять их «на генерацию» на низкой частоте, а также измерять $I_{пр}$ и $I_{обр}$ диодов (при напряжении 4 В). Прибор также может служить источником низкочастотного напряжения.

При указанных в схеме номиналах элементов можно измерять неуправляемые токи транзисторов $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ и обратные токи диодов до 200 мкА, прямые токи диодов до 20 мА и коэффициент $h_{21Э}$ до 200. Микроамперметр прибора имеет $I_{пред} = 200$ мкА, $r_и = 650$ Ом. При другом значении $r_и$ или при необходимости расширить пределы измерения $h_{21Э}$ транзисторов или $I_{пр}$ диодов нужно изменить сопротивление шунтирующего резистора.

Магнитопровод трансформатора *Тр*—Ш9×10; обмотка *I* содержит 100+20 витков провода ПЭЛ 0,25; обмотка *II*-1600 витков провода ПЭЛ 0,08.

Режим проверки устанавливается с помощью переключателя B_4. Положение «=» соответствует режиму постоянного тока (измерение $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ транзисторов и $I_{пр}$, $I_{обр}$ диодов), а положение «~» при замкнутом выключателе B_5 — низкочастотному генераторному режиму.

Испытываемый диод подключают к зажимам *Э* и *К* в соответствующей полярности. Для измерения прямого тока диода выключатель B_3 должен быть замкнут, а при измерении обратного тока — разомкнут.

Для измерения токов $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ транзистор подключают к прибору в соответствии со схемами на рис. 10.33. При испытании транзисторов структуры *p-n-p* переключатели B_1 и B_2 (см. рис. 10.36) должны находиться в нижнем (по схеме) положении, а при испытании транзисторов структуры *n-p-n* — в верхнем.

Статический коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ измеряют при подключении транзистора по схеме на рис. 10.35 при замкнутом переключателе B_3 (см. рис. 10.36). При этом резистор R_3 шунтирует микроамперметр, что расширяет его предел измерения до 20 мА. Так как сопротивление резистора $R_2 = 39$ кОм, то для всех испытываемых транзисторов $I_Б \approx 0{,}1$ мА и верхняя предельная отметка шкалы измерителя соответствует значению $h_{21Э} = 200$.

Для испытания транзистора на генерацию на низкой частоте переключатель B_4 необходимо поставить в положение «~» и замкнуть выключатель B_5 (переключатель B_3 должен быть разомкнут). При этом образуется генератор НЧ с автотрансформаторной связью. Генерации добиваются при малом сопротивлении резистора R_5. Индикаторами генерируемого напряжения являются неоновая лампа $Л_1$ и микроамперметр, шунтированный диодом (при замкнутом выключателе B_6). Регулировкой сопротивления резистора R_5 можно ориентировочно оценить коллекторный ток транзистора в генераторном режиме и сравнить однотипные транзисторы по этому параметру. Большему сопротив-

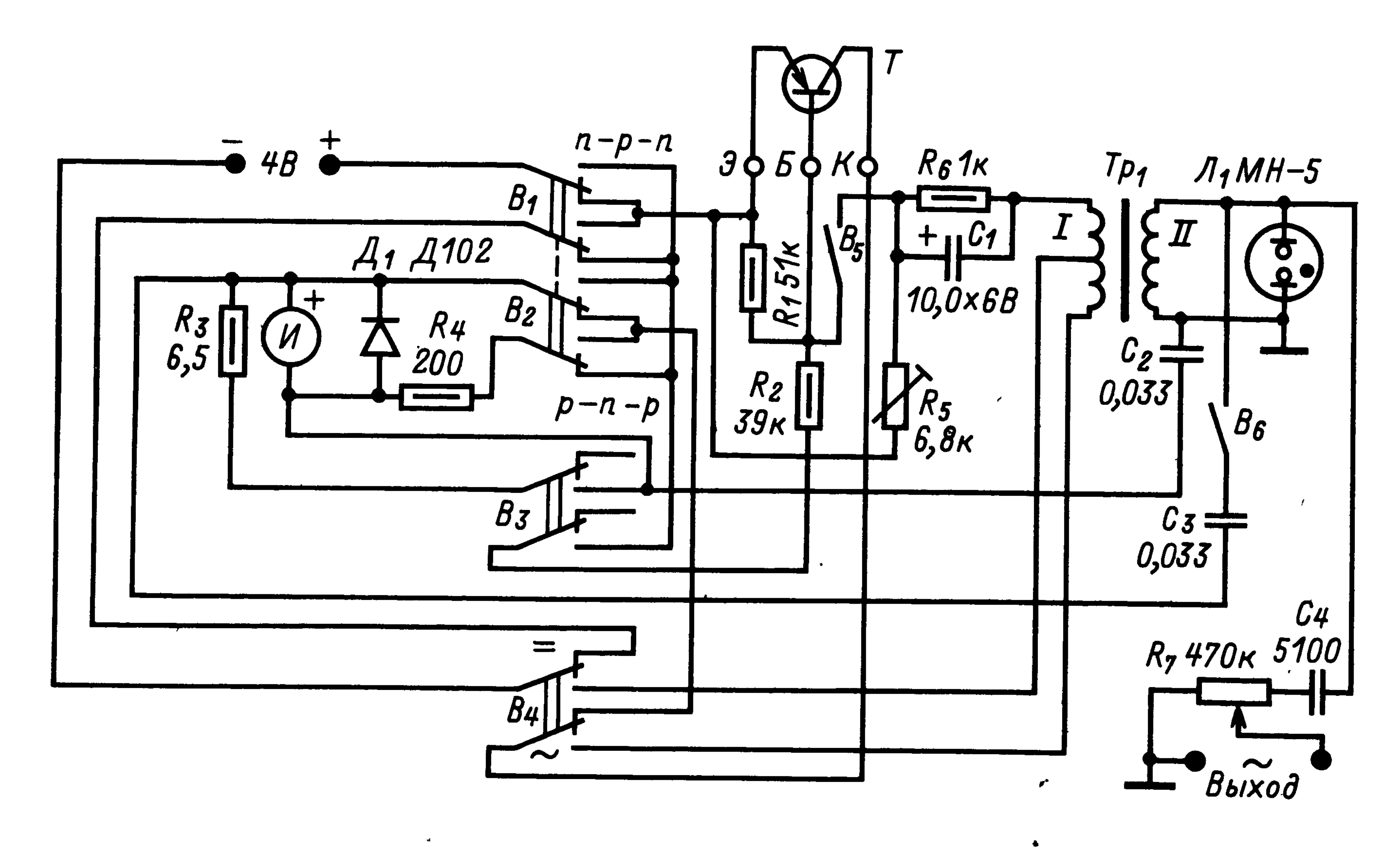


Рис. 10.36

лению резистора R_5, при котором происходит срыв генерации, соответствует меньший коллекторный ток.

Для получения от прибора напряжения НЧ к нему необходимо подключить заведомо исправный транзистор со статическим коэффициентом передачи тока $h_{21Э}=30\div40$. При этом на выходе можно получить богатое гармониками напряжение до 30 В (выключатель B_6 разомкнут) или близкое к синусоидальному напряжение до 15 В (выключатель B_6 замкнут).

Измерение параметров полевых транзисторов

Основными параметрами полевых транзисторов, измеряемыми в любительских условиях, являются начальный ток стока $I_{С\,нач}$, напряжение отсечки $U_{ЗИ\,отс}$ и крутизна вольт-амперной характеристики S.

Параметры полевого транзистора с p-n-переходом и каналом типа p могут быть определены с помощью установки, схема которой приведена на рис. 10.37. При измерении параметров полевого транзистора с p-n-переходом и каналом типа n полярности источников питания $U_{и\,п1}$, $U_{и\,п2}$ и измерительных приборов нужно поменять на обратные. Диапазоны показаний измерительных приборов выбрать в соответствии с ожидаемыми токами и напряжениями.

Крутизна характеристики S определяется как отношение изменения тока стока $\Delta I_С$[мА] к вызвавшему его изменению напряжения между затвором и истоком $\Delta U_{ЗИ}$ [В] : $S=\Delta I_С/\Delta U_{ЗИ}$. Крутизна S зависит от напряжения затвор — исток $U_{ЗИ}$ и имеет максимальное значение S_{max} при $U_{ЗИ}=0$ (при этом ток стока максимален и равен $I_{С\,нач}$). Напряжение затвор — исток $U_{ЗИ}$, при котором ток стока достигает наименьшего значения (близкого к нулю), называется напряжением отсечки $U_{ЗИ\,отс}$.

Если известны или измерены значения $I_{С\,нач}$ и $U_{ЗИ\,отс}$, то

$$S_{max}\approx(0{,}4\div0{,}5)I_{С\,нач} \text{ или}$$

$$S\approx S_{max}(1-\sqrt[3]{U_{ЗИ}/U_{ЗИ\,отс}}),$$

где $U_{ЗИ}$, $U_{ЗИ\,отс}$, В; S и S_{max}, мА/В.

Проверка тиристоров

В радиолюбительских условиях проверяют обычно такие параметры тиристоров (см. § 11.4), как напряжение включения $U_{вкл}$, ток закрытого тиристора $I_{зкр}$, обратное напряжение пробоя $U_{проб}$ и управляемость тиристоров. Определить эти параметры можно на установке, схема которой приведена на рис. 10.38. Источник постоянного напряжения $U_{и.п}$ должен позволять изменять напряжение от нуля до значения, несколько большего напряжения $U_{вкл}$, иметь малое выходное сопротивление и быть достаточно мощным. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбирают из условий

$$(U_{вкл}/I_{откр\,max})\leqslant R_1<(U_{вкл}/I_{уд});$$

$$R_2\leqslant(U_у/I_{у.от})-(R_у+R_и)\approx U_у/I_{у.от},$$

где $R_у$ — сопротивление участка управляющий электрод — катод тиристора; $R_и$ — внутреннее сопротивление источника управляющего напряжения $U_у$; $I_{уд}$ — удерживающий ток тиристора; $I_{у.от}$ — открывающий ток управляющего электрода тиристора.

В установке желательно применить электронные вольтметры с высоким входным сопротивлением (например, В7-15). Конечные значения шкал вольтметров выбирают соответственно из условий $U_1\geqslant R_1I_{зкр\,max}$ и $U_а\geqslant U_{вкл}$ или $U_а\geqslant U_{проб}$, если $U_{проб}>U_{вкл}$.

Методика проверки тиристора сводится к следующему. Вычисляют $U_{1\,доп}$ — показание вольтметра V_1, соответствующее максимально допустимому току закрытого тиристора:

$$U_{1\,доп}=(I_{зкр\,max}+U_{пр.зкр\,max}/R_{вх})R_1,$$

где $I_{зкр\,max}$ — максимально допустимый ток закрытого тиристора; $U_{пр.зкр\,max}$ — максимально допустимое прямое напряжение на закрытом тиристоре (соответствующее максимально допустимому току закрытого тиристора); $R_{вх}$ — входное сопротивление вольтметра V_2.

Затем при разомкнутой цепи управления тиристора на него подают в прямом направлении напряжение $U_а=U_{пр.зкр\,max}$. Если показание вольтметра V_1 при этом больше значения $U_{1\,доп}$, тиристор бракуется. Если же показания вольтметра меньше этого значения, проверку продолжают, давая небольшие приращения напряжению $U_а$

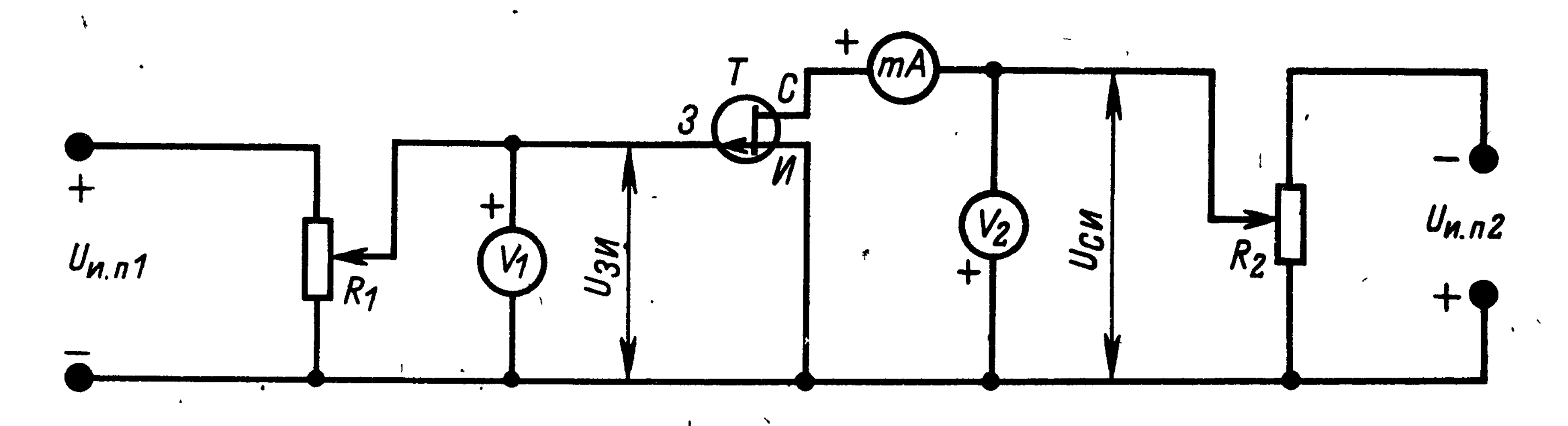


Рис. 10.37

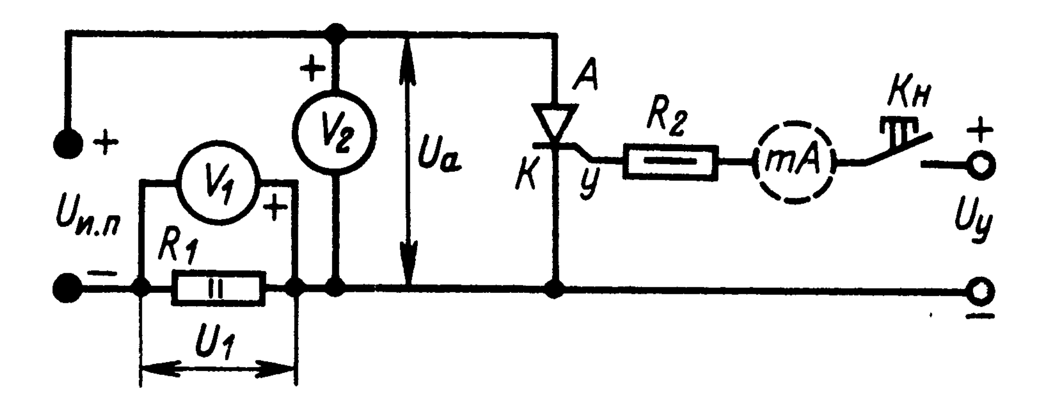


Рис. 10.38

и записывая показания вольтметров. При достижении вольтметром V_1 показания $U_{1\,доп}$ дальнейшее повышение напряжения U_a можно прекратить, записав действительное значение напряжения $U_{пр.\ зкр\ max}$.

Часто токи закрытых тиристоров не превышают допустимого паспортного значения почти на всем участке *АО* (см. рис. 11.16) вольт-амперной характеристики, что позволяет быстро определять напряжение включения тиристоров. Когда напряжение U_a достигает значения $U_{вкл}$, тиристор включится. Включение тиристора характеризуется резким снижением напряжения на нем, в связи с чем стрелка вольтметра резко уходит к нулю. После включения тиристора необходимо сразу же снизить до нуля напряжение источника $U_{и\,п}$, иначе перегорит резистор R_1 и тиристор может выйти из строя. Найденное таким образом значение $U_{вкл}$ сравнивают с паспортным значением и делают заключение о пригодности использования тиристора в проектируемом устройстве.

Действительный ток закрытого тиристора

$$I_{зкр} = U_1/R_1 - U_a/R_{вх}.$$

Для проверки управляемости тиристора на него подают в прямом направлении напряжение U_a, равное напряжению, при котором будет работать тиристор в конструируемом устройстве (но не больше значения $U_{пр.зкр\,max}$) и затем замыкают кнопку *Кн*. При исправном тиристоре показание вольтметра V_2 резко упадет, т. к. тиристор включится. После включения тиристора напряжение источника $U_{и.п}$ необходимо быстро снизить до нуля. Если же включение тиристора не произошло, несколько увеличивают открывающее напряжение $U_у$ или уменьшают сопротивление резистора R_2; включение может произойти при большем токе открывания. Целесообразно при этом в цепь управляющего электрода тиристора включить миллиамперметр.

Обратное напряжение пробоя тиристора $U_{проб}$ определяют аналогично напряжению включения, но при обратных полярностях источника постоянного напряжения и вольтметров. Кнопка *Кн* при этом должна быть разомкнута.

Проверку динисторов на напряжения $U_{вкл}$ и $U_{проб}$ можно проводить также на установке, схема которой представлена на рис. 10.38, по изложенной ранее методике.

В описываемой установке токи закрытых тиристоров и динисторов можно измерять и непосредственно миллиамперметром с верхним пределом измерения 3—5 мА, включаемым последовательно с резистором R_1, однако при этом ни в коем случае нельзя допускать включения тиристоров, т. к. миллиамперметр может сгореть.

Для проверки исправности тиристоров КУ202Н или КУ201Л и им подобных можно взять источник постоянного напряжения типа ИСН-1, вольтметры В7-15, резисторы $R_1 = 3 \div 5$ кОм; $R_2 = 100 \div 200$ Ом, источник управляющего напряжения $U_у = 3 \div 5$ В. Для измерения открывающего тока можно применить миллиамперметр с верхним пределом измерения до 300 мА. При необходимости измерения открывающего напряжения $U_{у.от}$ можно воспользоваться вольтметром V_1.

10.6. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ДЛИНЫ ВОЛНЫ

Методы измерения частоты и длины волны

Конденсаторный метод. Принцип измерения частоты этим методом иллюстрирует рис. 10.39. Конденсатор *С* периодически подключается переключателем *В* к источнику напряжения $U_{и.п}$ и заряжается через него. Разряжается конденсатор через измеритель *И* магнитоэлектрической системы. Если конденсатор переключать с измеряемой частотой $f_и$ и обеспечить постоянство напряжений, до которых заряжается (U_1) и разряжается (U_2) конденсатор, то через измеритель будет протекать ток разряда, среднее значение которого

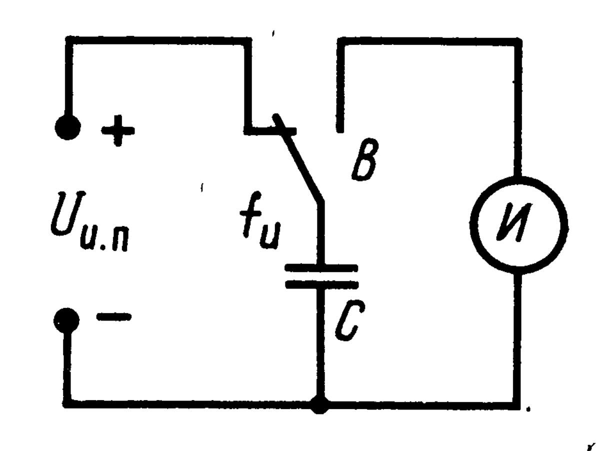


Рис. 10.39

$$I_0 = cf_и(U_1 - U_2).$$

Этот метод использован в **конденсаторном частотомере** (рис. 10.40), где роль переключателя выполняет транзистор T_1, который в отрицательные полупериоды измеряемого сигнала открыт и подключает один из конденсаторов C_2 — C_5 к батарее. При этом конденсатор заряжается по цепи: плюс батареи — эмиттер – коллектор транзистора — конденсатор — открытый диод $Д_1$ — минус батареи. В течение положительного полупериода сигнала транзистор закрыт и конденсатор разряжается

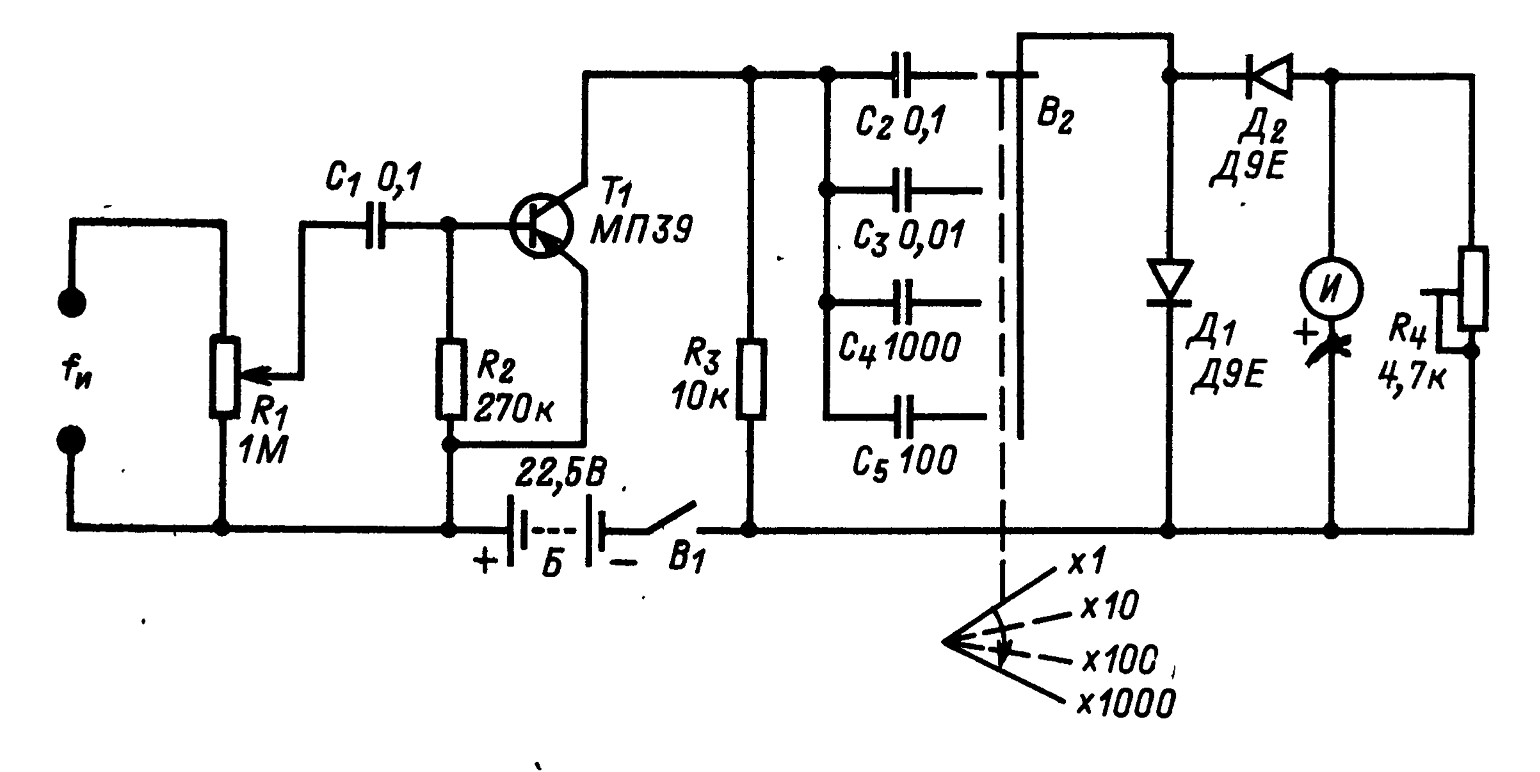


Рис. 10.40

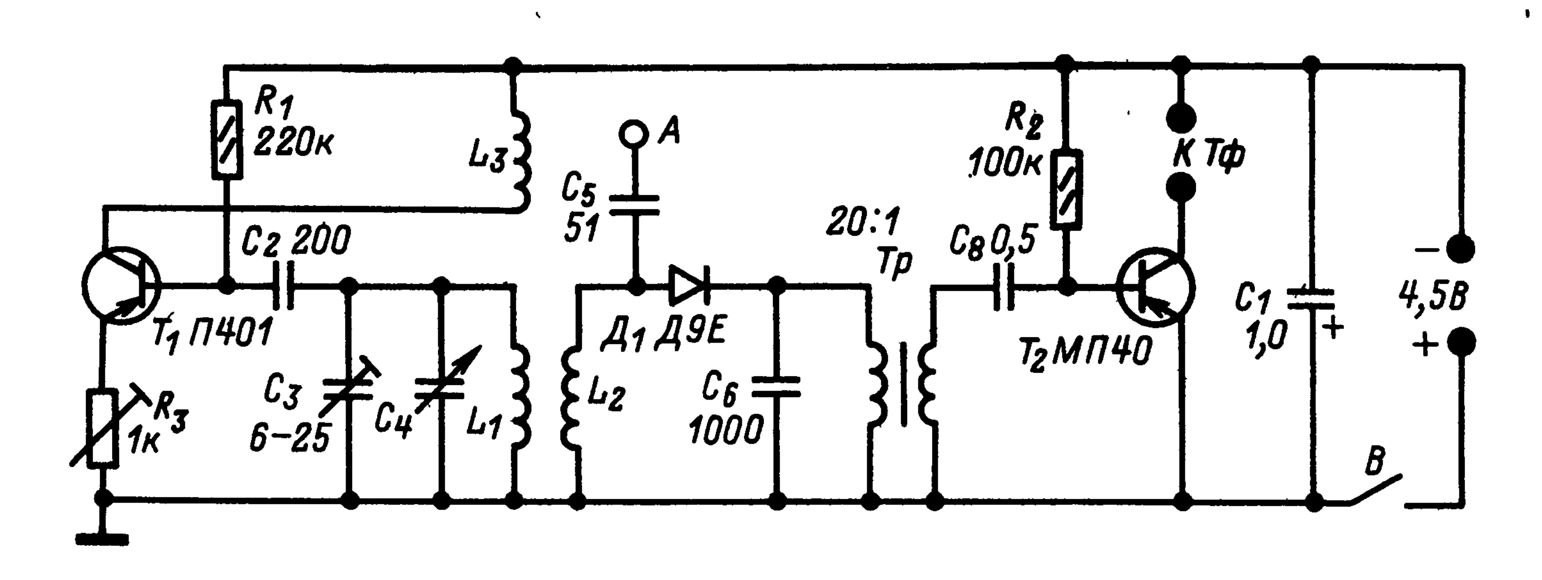


Рис. 10.41

по цепи: левая (по схеме) обкладка конденсатора — резистор R_3 — измеритель $И$ — открытый диод $Д_2$ — правая обкладка конденсатора. Так как постоянные времени цепей заряда и разряда конденсатора много меньше полупериода исследуемого сигнала, среднее значение тока, протекающего через измеритель, $I_0 = C_{2-5}Uf_и$, где U — напряжение батареи. Следовательно, показания измерителя $И$ пропорциональны измеряемой частоте и шкала частотомера линейна. Для устранения погрешности, возникающей при изменении уровня входного сигнала, напряжение измеряемой частоты должно быть не менее 0,5 В.

В частотомере применен измеритель с током предельного отклонения 50 мкА. Диапазон измеряемых частот 0—100 кГц разбит на поддиапазоны с верхними пределами 0,1; 1; 10; 100 кГц. Для повышения точности измерения необходима предварительная калибровка прибора реостатом R_4 на предельных частотах поддиапазонов с помощью внешнего измерительного генератора, а также использование в приборе конденсаторов с малыми отклонениями номиналов от указанных по схеме.

Гетеродинный метод. Этот метод измерения основан на сравнении измеряемой частоты $f_и$ с известной частотой образцового генератора $f_г$. О равенстве частот судят по нулевым биениям, т. е. по пропаданию звука в телефоне-индикаторе или по показаниям вольтметра-индикатора нулевых биений.

В состав гетеродинного частотомера обычно входят перестраиваемый маломощный генератор (гетеродин), смеситель частот и индикатор нулевых биений. Простой гетеродинный частотомер (рис. 10.41) предназначен для измерения частот от 50 кГц до 30 МГц. Для работы в столь широком диапазоне используются гармоники частоты гетеродина, выполненного на транзисторе T_1. Измеряемый сигнал подается на зажим $А$. Роль смесителя выполняет диод $Д_1$. Индикатором нулевых биений служат головные телефоны $Тф$ с УЗЧ на транзисторе T_2. Погрешность измерения частоты определяется погрешностью градуировки шкалы частот гетеродина и его нестабильностью.

Для определения частоты сигнала, если номер гармоники неизвестен, нужно добиться нулевых биений измеряемой частоты $f_и$ при двух соседних значениях основных частот $f_{г1}$ и $f_{г2}$ гетеродина. Тогда $f_и = f_{г1}n = f_{г2}(n+1)$; $n = f_{г2}/(f_{г1} - f_{г2})$. Следовательно, $f_и = f_{г1}n = f_{г1}f_{г2}/(f_{г1} - f_{г2})$. Элементы колебательного контура гетеродина рассчитывают по формулам, приведенным в § 1.1.

Осциллографический метод. Его применяют для измерения частот синусоидальных и импульсных напряжений до 100 кГц. Для измерения частот синусоидальных сигналов удобен метод интерференционных фигур (фигур Лиссажу). Для измерения частоты необходимы образцовый генератор и осциллограф (рис. 10.42). Частоту

f_0 образцового генератора $Г$ изменяют до получения устойчивого изображения фигуры Лиссажу (например, изображенной на рис. 10.43). Устойчивое изображение наблюдается при определенных отношениях частот, для нахождения которых поступают следующим образом. Через изображение полученной фигуры мысленно проводят две линии — горизонтальную x и вертикальную y, не проходящие через узлы фигуры (см. рис. 10.43). Отношение числа пересечений фигуры с горизонтальной линией n_x к числу пересечений с вертикальной линией n_y равно отношению периодов напряжений, поданных на соответствующие входы осциллографа ($n_x/n_y = T_x/T_y$), или обратно отношению частот этих напряжений ($n_x/n_y = f_y/f_x$). Метод применим при отношении частот, меньшем 5.

Метод разрывов. Для измерения частоты по этому методу кроме образцового генератора $Г$ необходим фазорасщепитель $Ф$ (рис. 10.44) — устройство, на выходе которого получают два напряжения одной частоты, взаимно сдвинутые по фазе на 90°. Эти напряжения обеспечивают круговую развертку луча электронно-лучевой трубки осциллографа. Осциллограф должен иметь вход, соединенный непосредственно или через усилитель с управляющим электродом электронно-лучевой трубки осциллографа (вход Z). Напряжение, частота $f_и$ которого должна быть измерена, подают на этот вход.

Измерение $f_и$ сводится к процессу перестройки частоты образцового генератора f_0 до получения устойчивого изображения окружности (или эллипса) с чередующимися светлыми и темными дугами. Подсчитав число разрывов n, вычисляют измеряемую частоту: $f_и = nf_0$. На рис. 10.44 для примера показано изображение, соответствующее $n=4$. Для исключения ошибки неоднозначности необходимо отрегулировать осциллограф так, чтобы под действием исследуемого напряжения происходило «гашение» изображения (часть окружности получалась темной). При измерении этим методом частоты синусоидального напряжения следует получить устойчивые фигуры с примерно равными светлыми и темными дугами.

Метод разрывов позволяет уверенно измерять частоты, в 10—15 раз большие, чем максимальная частота образцового генератора ($n \leqslant 10 \div 15$).

Резонансный метод. Во всем диапазоне радиочастот для измерения частоты широко используют резонансные свойства электрических цепей.

Резонансные частотомеры (или волномеры) состоят из колебательной цепи, настраиваемой в резонанс на измеряемую частоту $f_и$, и индикатора резонанса (рис. 10.45).

В резонансном волномере к исследуемому источнику сигналов (например, к контуру генератора) приближают катушку колебательного контура волномера или соединяют его через конденсатор небольшой емкости $C_с$. Контур волномера настраивают в резонанс изменением емкости образцового конденсатора C. Момент резонанса определяют по максимальному показанию электронного вольтметра переменного тока V с большим входным сопротивлением и малой входной емкостью. При известной индуктивности катушки L частота исследуемого источника сигнала $f_и = 159/\sqrt{LC}$, где $f_и$, МГц; L, мкГн; C, пФ.

Прибор обычно снабжают градуировочными графиками $f_и = F(C)$ или таблицами, которые составляют при градуировке.

Резонансный волномер диапазона УКВ представлен на рис. 10.46. Индуктивность контура L_2 представляет собой кольцо или шлейф из толстого медного провода. Резонансная частота контура определяется размерами кольца и положением ползунка $П$, а также емкостью кон-

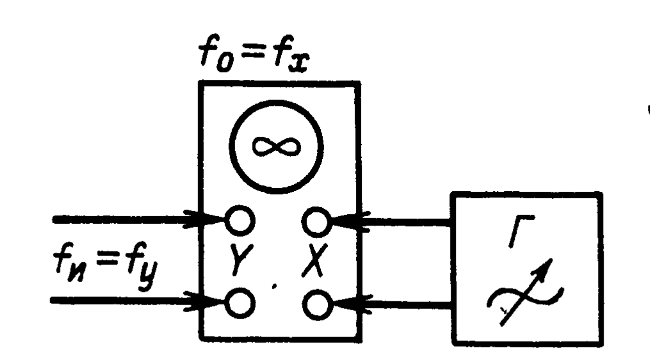


Рис. 10.42

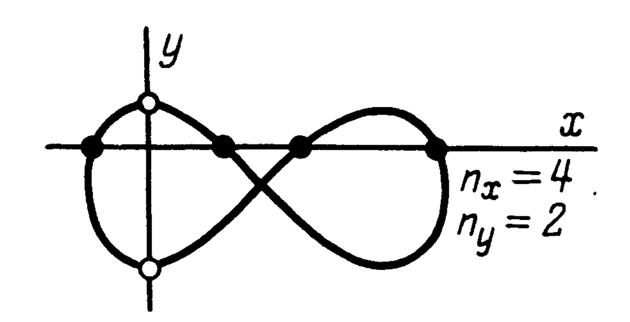


Рис. 10.43

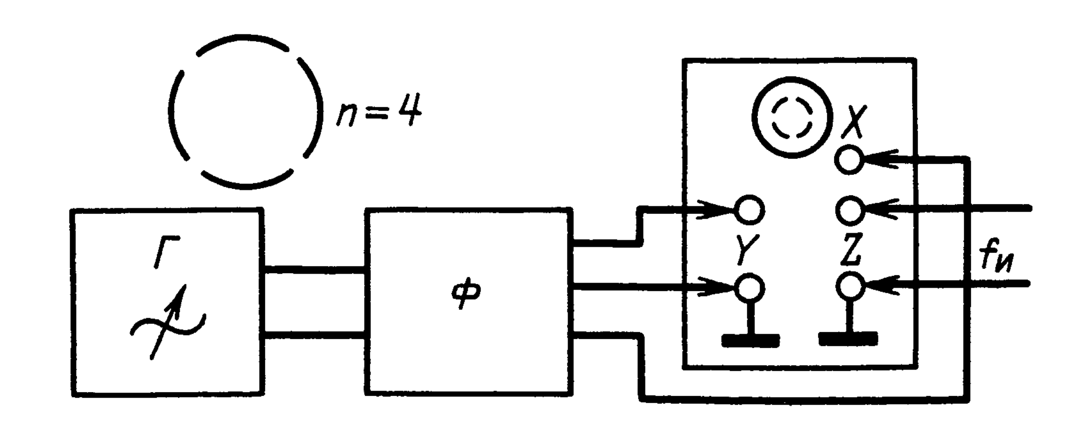


Рис. 10.44

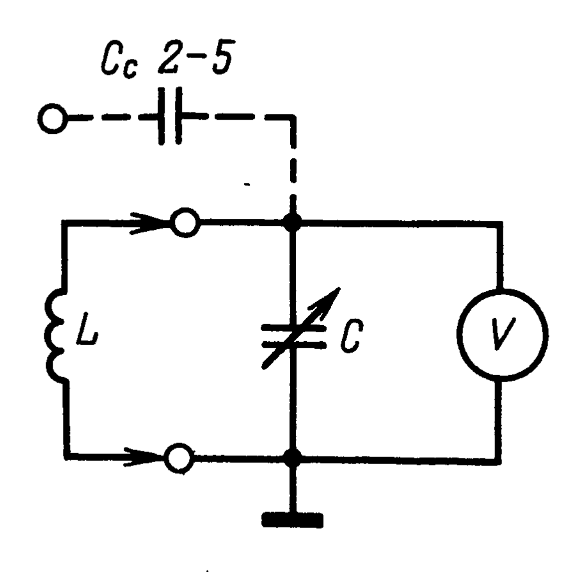


Рис. 10.45

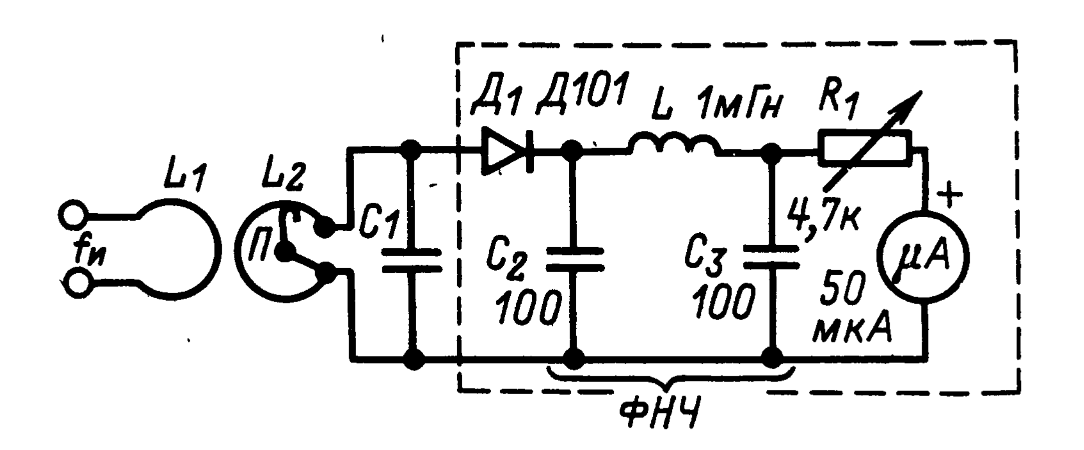


Рис. 10.46

денсатора C_1. Диод $Д_1$, ФНЧ (C_2C_3L), резистор R_1 и микроамперметр магнитоэлектрической системы образуют индикатор резонанса; катушка L_1 — виток связи.

Возможны иные конструкции резонансного контура волномера диапазона УКВ. Например, можно изменять индуктивность контура, вводя в катушку диамагнитный сердечник, или перестраивать контур переменным конденсатором малой емкости при постоянной индуктивности.

В диапазоне УКВ для измерения длины волны применяют также двухпроводные и коаксиальные измерительные линии, разомкнутые или короткозамкнутые на одном конце. Энергия сигнала, длина волны которого измеряется, подводится к другому концу линии.

Разомкнутая (или замкнутая) линия характеризуется тем, что в ней устанавливаются стоячие волны напряжений и тока. Расстояние между ближайшими минимумами (или максимумами) напряжения и тока равно полуволне ($\lambda/2$) сигнала, подведенного к линии. Места расположения этих минимумов (или максимумов) находят с помощью перемещаемых вдоль линии простейших выпрямительных вольтметров (аналогичных вольтметру, изображенному на рис. 10.46), которые имеют с измерительной линией индуктивную или емкостную связь.

Частотомеры промышленного изготовления

В промышленных частотомерах кроме перечисленных методов широко распространены счетные методы измерения частоты (ЭСЧ). Основные технические характеристики некоторых частотомеров промышленного изготовления приведены в табл. 10.16.

Гетеродинные индикаторы резонанса

Гетеродинные индикаторы резонанса (ГИР) широко применяют в радиолюбительской практике при налаживании радиоприемных и радиопередающих устройств. Их можно использовать как маломощный источник сигналов, частотомер, индикатор напряженности поля, измеритель емкостей и индуктивностей. Основой ГИР является маломощный генератор радиочастот, объединенный конструктивно с чувствительным вольтметром переменного тока или измерителем тока магнитоэлектрической системы. Иногда ГИР входят в сложные комбинированные измерительные приборы.

Схема транзисторного ГИР на диапазон ВЧ 4—30 МГц представлена на рис. 10.47. Катушка L_1 выполнена на каркасе ∅5 мм и содержит 5+15 витков, намотанных в один слой проводом ПЭЛ 0,29. Внутрь каркаса введен сердечник М600НН ∅2,8 и длиной 12 мм. Конденсатор C_1 — двухсекционный фирмы «Тесла», секции соединены параллельно. Для расширения диапазона измерений можно изготовить несколько сменных катушек.

Наличие колебаний в контуре и их относительную амплитуду определяют простейшим вольтметром переменного тока, в который входят диод $Д_1$, микроамперметр μA и резистор R_1. Вольтметр подключен к контуру через конденсатор малой емкости C_3. Чувствительность вольтметра регулируется переменным резистором R_1.

Измерение собственной частоты колебательного контура. Перед началом измерения замыкают цепь питания транзистора и ГИР переводят

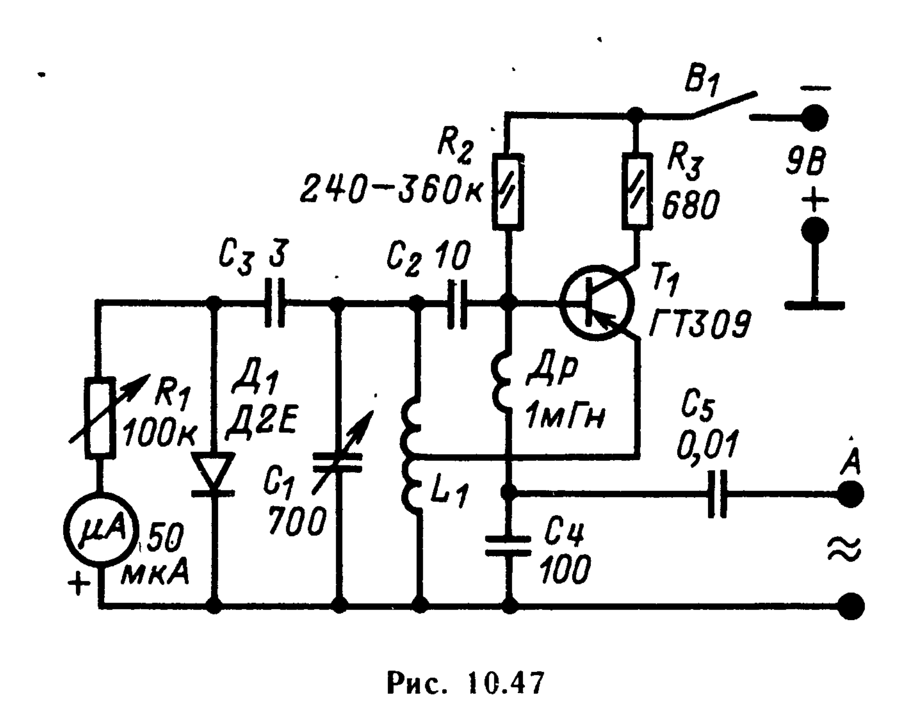


Рис. 10.47

Таблица 10.16. **Частотомеры**

Тип	Диапазон измерения	Погрешность измерения	Чувствительность (напряжение или мощность на выходе)	Метод измерения
Ч3-1	10 Гц — 200 кГц	±2%	4—200 В	Конденсаторный
Ч3-7	10 Гц — 500 кГц	±2%	0,1—300 В	»
Ч4-1	0,125—20 МГц	⩽400 Гц	1 В	Гетеродинный
Ч4-9	20 МГц — 1 ГГц	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	0,05 В	»
Ч2-1А	0,8—12 МГц	±0,25%	1 мВт	Резонансный
Ч2-2	40—180 МГц	±0,5%	0,8 мВт	»
Ч3-41	10 Гц — 200 МГц	$\pm 5 \cdot 10^{-9} \pm 1$ ед. сч.	0,1—20 В	Электронно-счетный

в режим непрерывной генерации. Катушка ГИР, жестко укрепленная на его корпусе, индуктивно связана с исследуемым контуром. Изменением емкости конденсатора C_1 настраивают контур ГИР на резонансную частоту $f_{рез}$. Момент резонанса определяют по резкому уменьшению показаний вольтметра, вызванному отсосом энергии из контура ГИР исследуемым контуром. Для повышения точности измерений связь с контуром ГИР должна быть минимально возможной. Частота собственных колебаний исследуемого контура определяется по шкале отсчетного устройства конденсатора C_1.

Измерение индуктивности L_x. Собирают колебательный контур из измеряемой катушки и конденсатора известной емкости C_0. Используя ГИР, определяют собственную частоту колебаний этого контура $f_{рез}$. Искомая индуктивность

$$L_x = 25300/(C_0 f^2_{рез}),$$

где L_x, мкГн; C_0, пФ; $f_{рез}$, МГц.

Измерение емкости C_x. Для измерения необходимо иметь катушки известных индуктивностей L_0. Измерение проводят аналогично измерению индуктивности L_x, а емкость вычисляют по формуле

$$C_x = 25300/(L_0 f^2_{рез}).$$

Гетеродинный индикатор резонанса можно использовать как сигнал-генератор при настройке радиоприемников и телевизоров. Для получения АМ сигналов на вход *А* ГИР следует подать небольшое (примерно 0,5 В) напряжение от звукового генератора или низковольтного источника промышленной частоты.

Гетеродинный индикатор резонанса при выключенном коллекторном напряжении применяют так же как резонансный волномер или индикатор электромагнитного поля для налаживания радиопередатчиков или его антенно-фидерных цепей.

10.7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Генераторы звуковых частот

Измерительными генераторами (ИГ) называют устройства, вырабатывающие измерительные электрические сигналы различных частоты, амплитуды и формы. В диапазоне ЗЧ (20 Гц — 20 кГц) наибольшее применение находят ИГ синусоидальных сигналов, которые в зависимости от типа задающего генератора подразделяются на *LC*- и *RC*-генераторы и генераторы на биениях. ***LC*-генератор** представляет собой самовозбуждающееся устройство с колебательным контуром, состоящим из катушки и конденсатора. Частота собственных колебаний контура f[Гц] определяется индуктивностью L[Гн] и емкостью C [мкФ] : $f = 159/\sqrt{LC}$.

Для получения ЗЧ сигналов необходимо использовать большие индуктивности и емкости, что затрудняет создание малогабаритного генератора, перестраиваемого в диапазоне частот. Поэтому *LC*-генераторы обычно выполняют на одну или несколько фиксированных частот, которые устанавливают переключением конденсаторов контура.

***RC*-генераторы** находят наибольшее применение, поскольку имеют достаточно хорошую стабильность, небольшой коэффициент гармоник и просты по устройству. Основой *RC*-генератора является усилитель, охваченный ПОС через фазосдвигающую цепь, обеспечивающую генерацию сигнала синусоидальной формы. Необходимую частоту выходного сигнала устанавливают изменением сопротивлений резисторов или емкостей конденсаторов, входящих в фазосдвигающую цепь.

Частота генератора с двухкаскадным усилителем (рис. 10.48) $f = 159/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$, где f, кГц; R_1, R_2, кОм; C_1, C_2, мкФ.

Если сопротивления резисторов и емкости конденсаторов фазосдвигающей цепи равны между собой, т. е. если $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то $f = 159/(RC)$.

В этом случае коэффициент усиления усилителя по напряжению при разомкнутой цепи ПОС должен быть равен 3. Поскольку двухкаскадные резисторно-конденсаторные усилители имеют значительно большее усиление, представляется возможным введение в такой генератор ООС (автоматически регулируемой), что способствует получению сигналов, более стабильных по амплитуде и лучших по форме.

Простой задающий *LC*-генератор звуковой частоты (рис. 10.49). Частота генератора зависит от параметров трансформатора *Тр* и емкости конденсатора C_1. Форма сигнала регулируется подбором сопротивления резистора R_1. Переменный резистор R_2 выполняет роль регулятора выходного напряжения.

***RC*-генератор с диапазоном частот 20 Гц — 20 кГц** (рис. 10.50). Терморезистор R_7 и резисторы R_8, R_9 образуют цепь ООС, которая автоматически поддерживает выходное напряжение генератора на выбранном уровне. Синусоидальная форма этого напряжения уста-

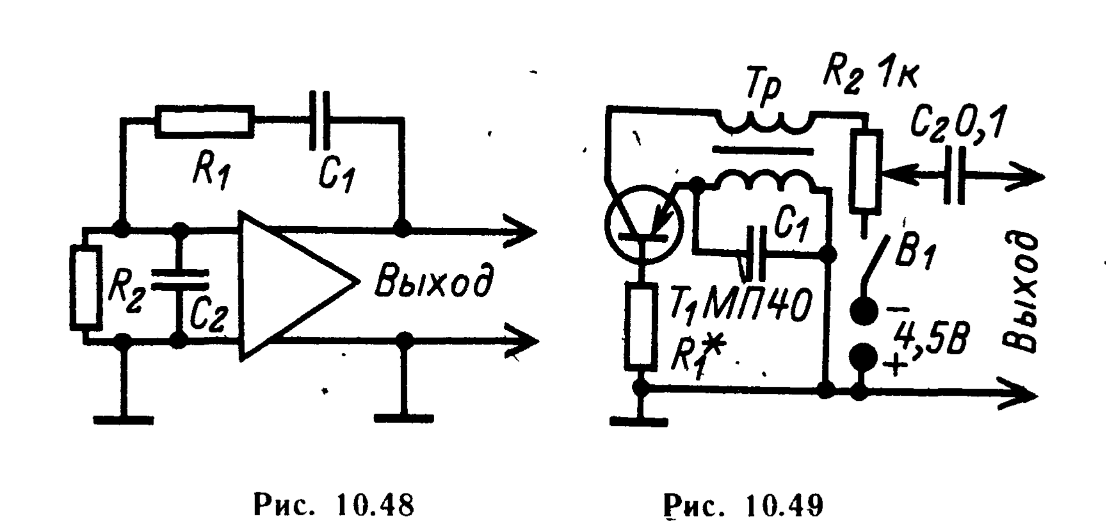


Рис. 10.48 Рис. 10.49

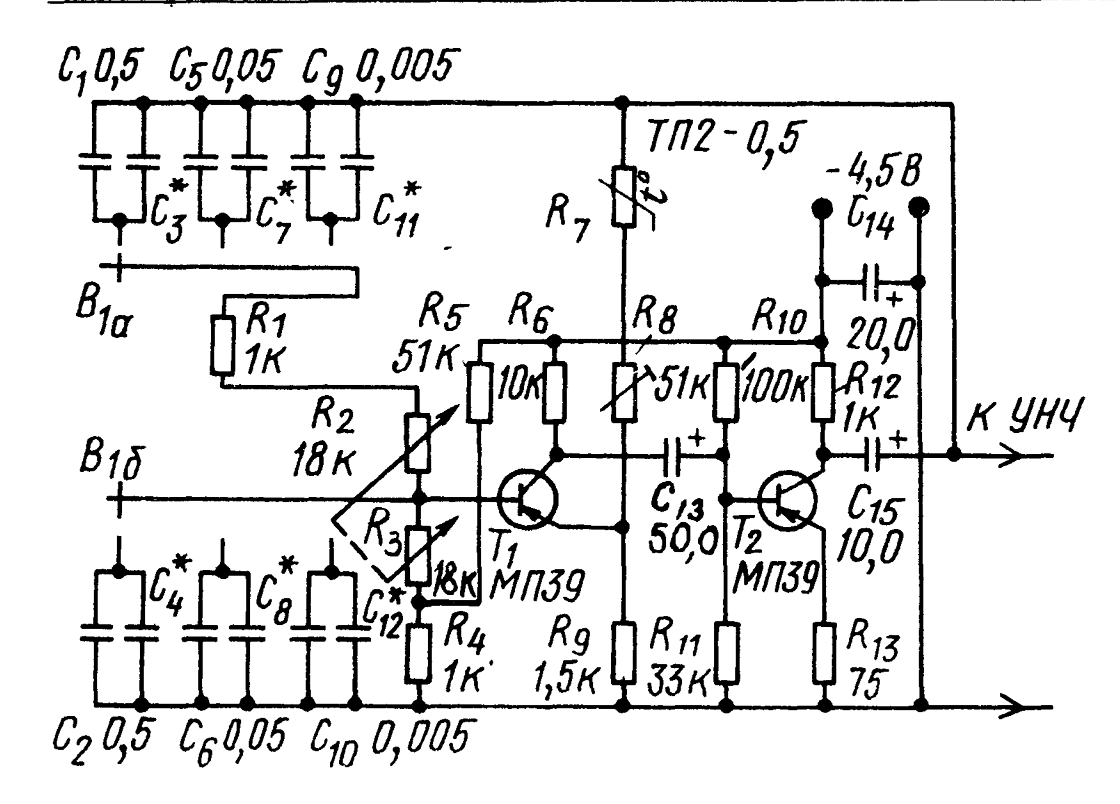


Рис. 10.50

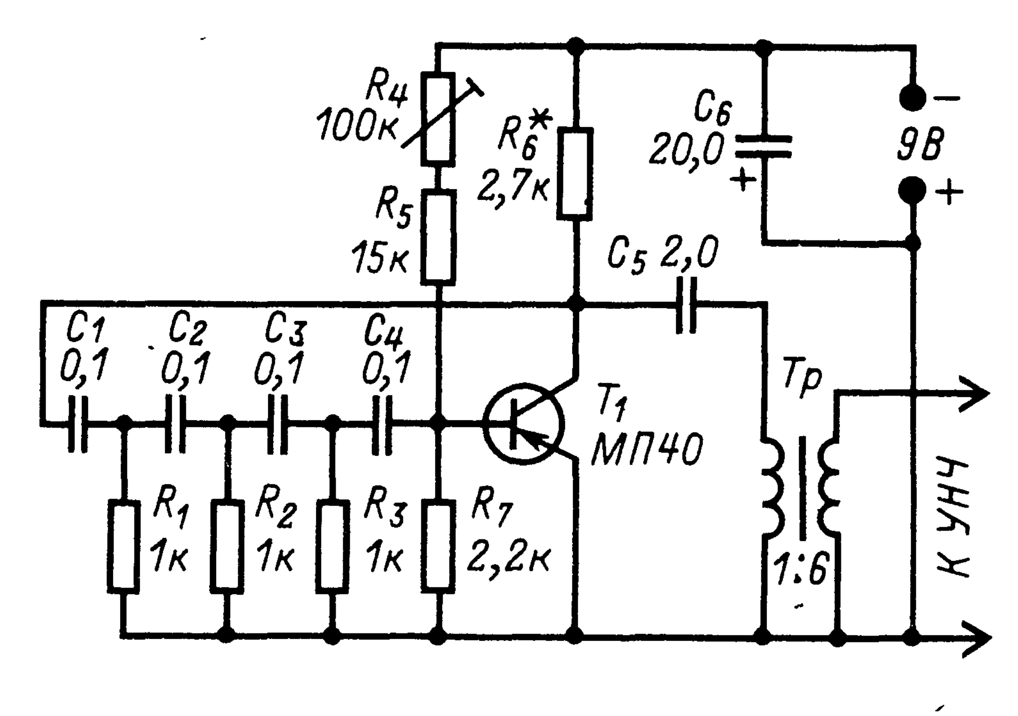


Рис. 10.51

навливается подстроечным резистором R_8. Емкости конденсаторов C_3, C_4, C_7, C_8, C_{11}, C_{12} подбирают при подгонке поддиапазонов частот генератора к единой для всех поддиапазонов шкале прибора. Шкалу (или указатель шкалы) укрепляют на оси спаренного, переменного резистора R_2, R_3, которым плавно перестраивается частота генерируемых сигналов.

Вместо транзисторов T_1, T_2 можно использовать соответствующую интегральную микросхему.

Однокаскадный *RC*-генератор. Такой генератор с параметрами, указанными на рис. 10.51, вырабатывает сигналы частотой около 1000 Гц. Частота от 850 до 1100 Гц изменяется подстроечным резистором R_4. Резистор R_6 подбирают при настройке генератора. Его сопротивление зависит от типа примененного трансформатора *Тр*. Усилитель однокаскадного генератора должен иметь коэффициент усиления по напряжению $K \geqslant 19$ при показанной четырехзвенной фазосдвигающей цепи и $K \geqslant 29$ при аналогичной трехзвенной цепи.

Если $R_1 = R_2 = R_3 = R_7 = R$ и $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$, частота генерируемых сигналов в генераторе с трехзвенной цепью $f \approx 65/(RC)$, а в генераторе с четырехзвенной цепью $f \approx 133/(RC)$, где f, Гц; R, кОм; C, мкФ.

Измерительный генератор комплекта измерительных приборов «Спутник радиолюбителя» (рис. 10.52). Генератор выполнен по схеме, аналогичной рис. 10.48, и дает восемь фиксированных частот: 100; 400 Гц; 1; 3; 5; 8; 10; 15 кГц с погрешностью, не превышающей ±20%. Выходные напряжения: регулируемое на зажимах *Выход 1* — не более 0,25 В (при нагрузке 3200 Ом); нерегулируемое на зажимах *Выход 2* 0,7 В. Гнезда *Вход* и *Тф* позволяют использовать генератор как пробник при проверке целостности электрических цепей. При необходимости иметь плавную перестройку частоты резисторы R_8 и R_1 нужно заменить спаренным переменным резистором (см. рис. 10.50).

Измерительный генератор на биениях (рис. 10.53). Сигнал ЗЧ в этом генераторе получают, выделяя смесителем частот и ФНЧ сигнал разностной частоты двух близких по частоте (около 200 кГц) генераторов — $Г_1$ и $Г_2$. Основные достоинства генераторов на биениях — хорошая

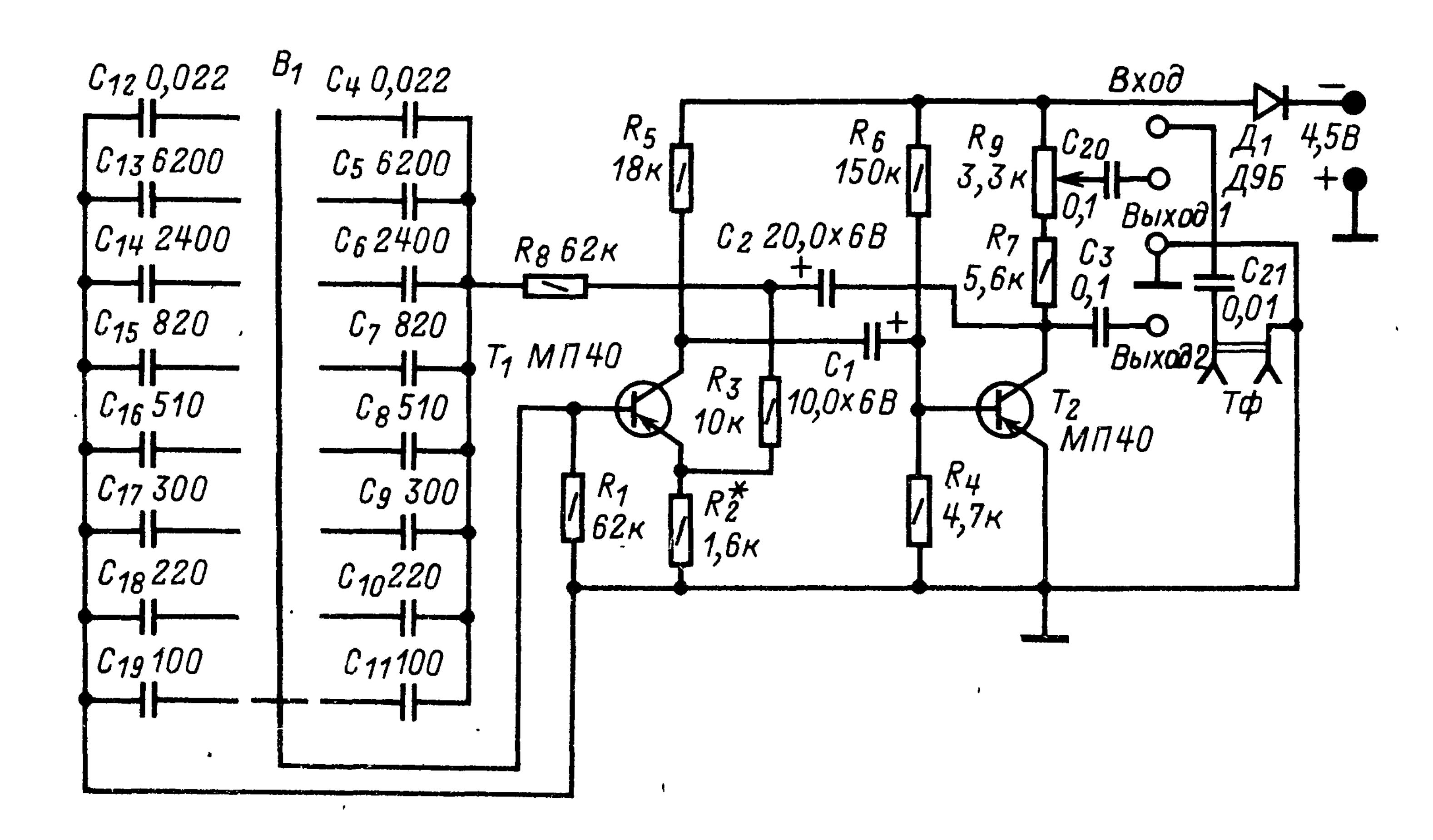


Рис. 10.52

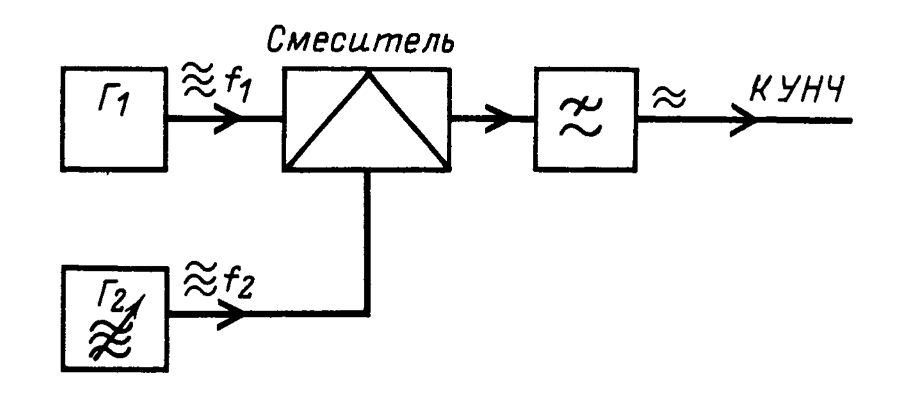


Рис. 10.53

форма сигнала, высокая стабильность частоты и возможность очень тонкой ее перестройки.

Генераторы радиочастот

Измерительные РЧ генераторы являются маломощными источниками незатухающих и модулированных электрических сигналов. Задающие генераторы этих приборов выполняют с колебательными *LC*-контурами. В приборах диапазона УКВ в качестве колебательных контуров применяют отрезки линий (см. § 1.2). (обычно 400 или 1000 Гц) — параметрами трансформатора *Тр* и конденсатора C_3.

Генераторы РЧ, стабилизированные кварцами. Они более стабильны по частоте. Частота колебаний таких генераторов в основном определяется параметрами применяемых кварцевых резонаторов. С целью получения сетки фиксированных частот нередко используют гармоники основной частоты резонатора. Кварцевые резонаторы широко применяют в кварцевых калибраторах (КК) или опорных кварцевых генераторах, т. е. в приборах, предназначенных для проверки градуировки радиопередающих и радиоприемных устройств в ряде опорных точек их шкал.

Для проверки и градуировки шкалы частот радиопередатчиков используют метод нулевых биений. При проверке радиоприемников КК используют как генератор сигналов фиксированной частоты. Если проверяемый приемник не имеет второго (телеграфного) гетеродина, о настройке судят по электронно-световому индикатору или предусматривают в КК амплитудную модуляцию РЧ сигналов. Структурная схема КК дана на рис. 10.55.

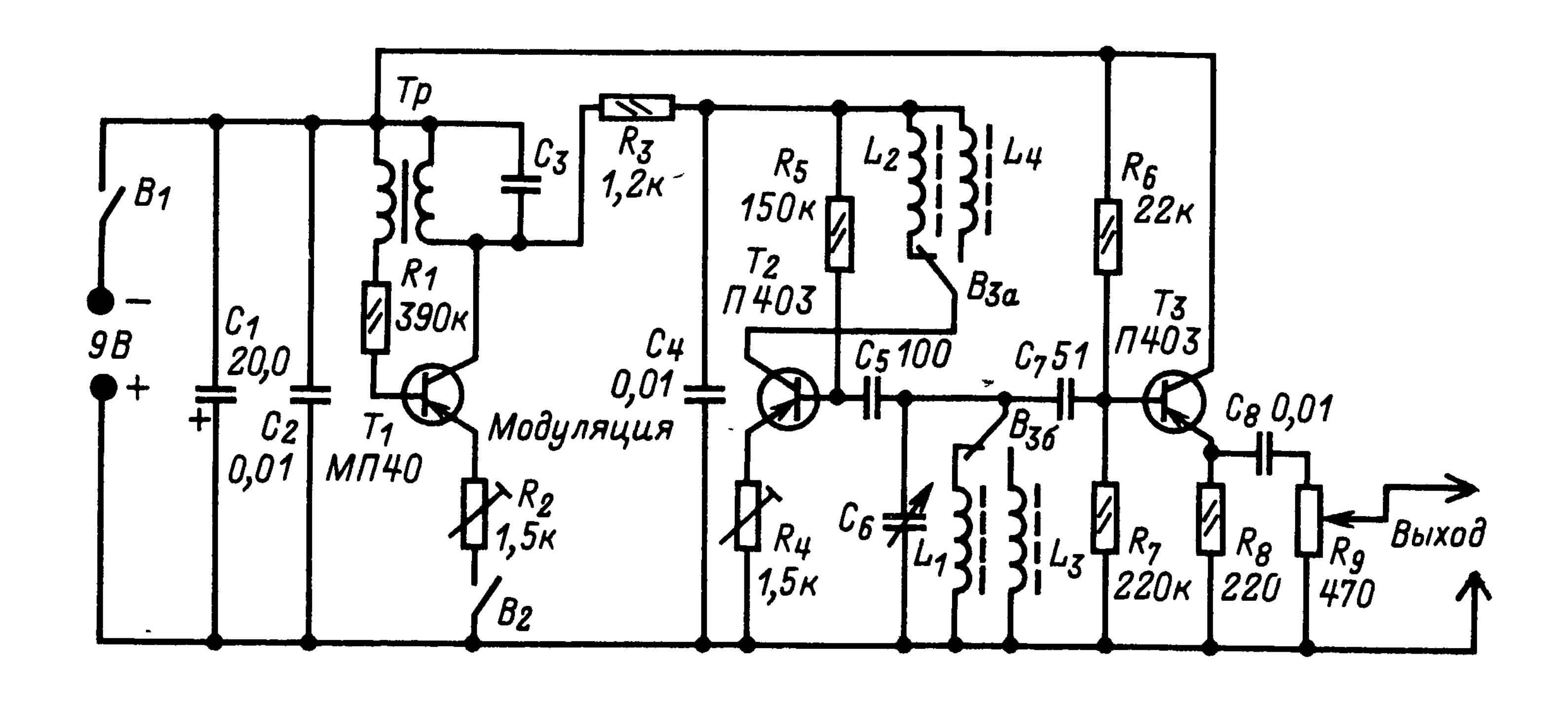


Рис. 10.54

Погрешность по частоте измерительных генераторов достигает ±1—2%.

Простой генератор на транзисторах (рис. 10.54). Генератор может работать в режиме незатухающих колебаний (выключатель B_2 разомкнут) или с амплитудной модуляцией (выключатель B_2 замкнут). Частота сигнала РЧ определяется параметрами элементов колебательных контуров, а частота модулирующего напряжения

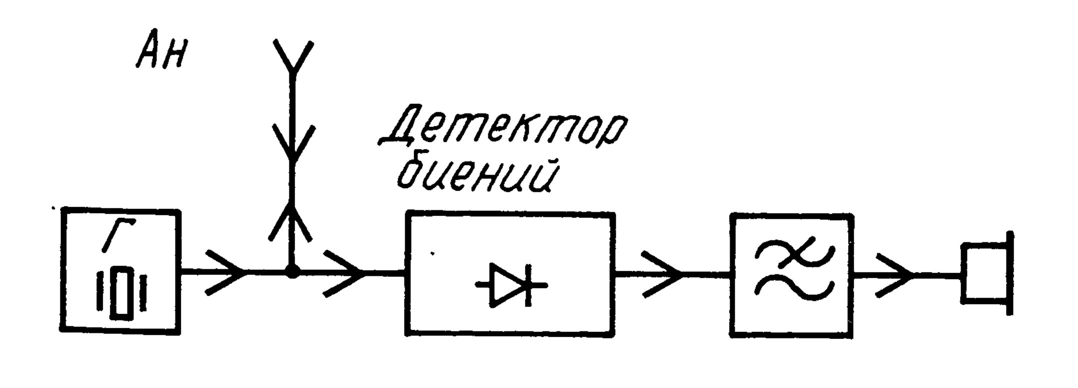


Рис. 10.55

Простой кварцевый калибратор (рис 10.56). Генератор на транзисторе T_1 с кварцевым резонатором *Кв* создает колебания с частотой 100 кГц. Колебательный контур в цепи коллектора настраивают на эту частоту сердечником катушки L_2. Искажение формы колебаний для получения большого числа (до 60—80) гармоник осуществляют подбором сопротивления резистора R_1 Роль детектора биений-смесителя выполняет диод $Д_1$. На транзисторе T_2 выполнен усилитель напряжения биений. Зажим (или коаксиальное гнездо) *Ан* служит для подключения элемента связи КК с проверяемым радиопередатчиком или радиоприемником. Для повышения точности измерения связь КК с проверяемым передатчиком должна быть минимальной.

Основные технические характеристики некоторых измерительных генераторов синусоидальных сигналов и КК промышленного изготовления приведены в табл. 10.17.

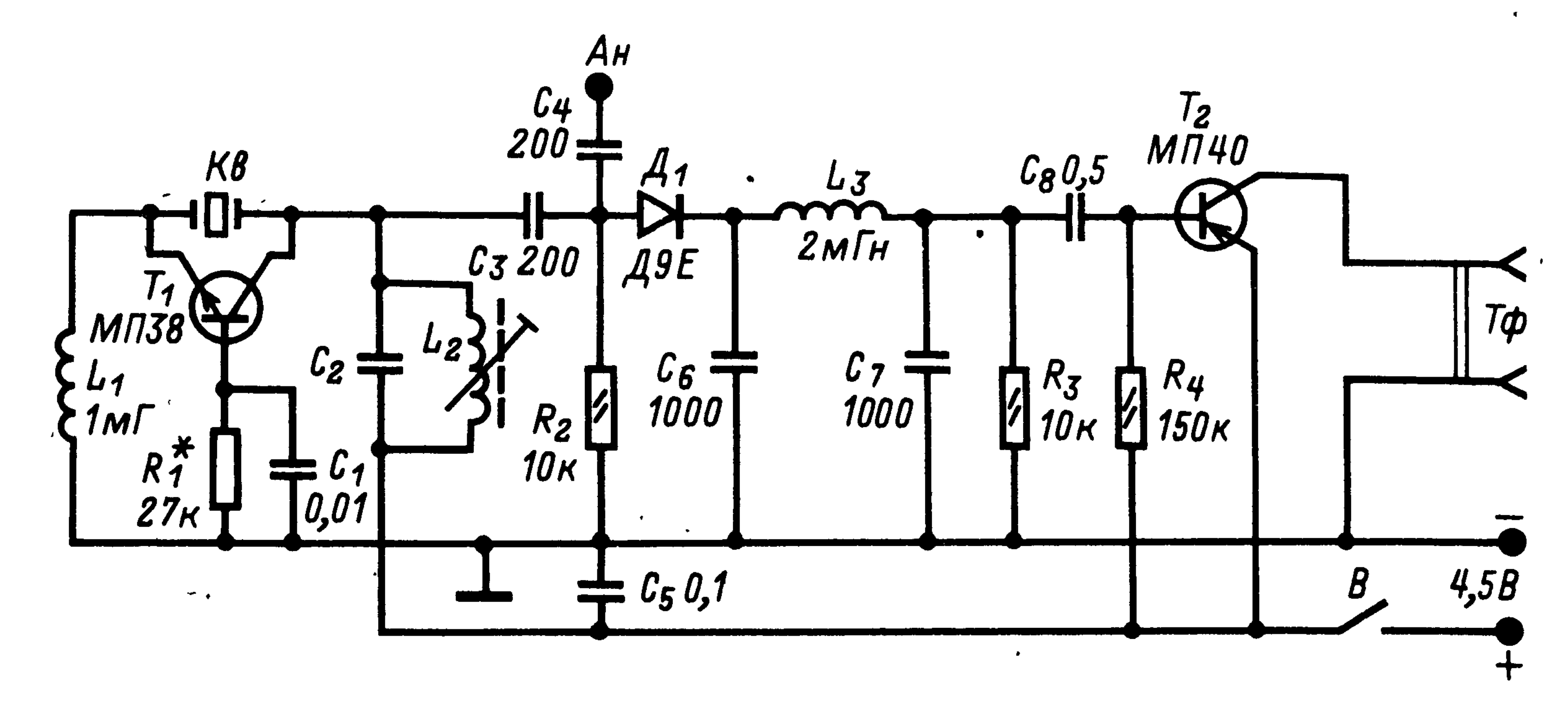


Рис. 10.56

Таблица 10.17. **Измерительные генераторы и кварцевые калибраторы**

Тип	Диапазон частот	Среднеквадратическое значение выходного напряжения или мощность	Основная погрешность по частоте	Тип задающего генератора
Г3-104*	20 Гц — 40 кГц	1,5 Вт	± (0,01f+2) Гц	На биениях
13-105**	10 Гц — 2 МГц	1 В	±5 · 10—7f	Кварцевый
13-106**	20 Гц — 200 кГц	5 В	± (0,03f+0,3) Гц	RC
Г4-102	0,1—50 МГц	0,5 В	± (250 · 10—6f+50) Гц	LC
Г4-107	12,5—400 МГц	1 В	±0,01f	LC
Ч2-5	0,1; 1; 2,5; 10; 100 кГц; 1 МГц	1 В	±5 · 10—7f	Кварцевый
Ч4-1	0,125—20 МГц (0,125n МГц)	—	±0,02%	Кварцевый калибратор

* Коэффициент гармоник — не более 1,5%.
** Коэффициент гармоник — не более 2%.
*** Коэффициент гармоник — не более 1%.

Генераторы полос для настройки телевизоров

Качество работы телевизионного приемника в значительной мере определяется нелинейностью разверток приемника по горизонтали и вертикали. Для определения коэффициента нелинейности разверток может быть использована испытательная таблица ТИТ-0249, которая передается телевизионными передатчиками перед началом работы студий телевидения. Для определения этого коэффициента следует измерить стороны прямоугольников таблицы Б2 и Б7 по горизонтали (размеры Г) и Б2, Д2 по вертикали (размеры В), а затем произвести вычисления по формулам

$$\rho_г = 200(Г_{max} - Г_{min})/(Г_{max} + Г_{min});$$

$$\rho_в = 200(В_{max} - В_{min})/(В_{max} + В_{min}),$$

где $\rho_г$ и $\rho_в$ — коэффициенты нелинейности разверток соответственно по горизонтали и вертикали, выраженные в процентах.

Однако из-за кратковременности передачи таблицы использовать ее для настройки телевизора не всегда возможно. Поэтому для подобных целей целесообразно изготовить генератор черно-белых полос, т. е. генератор прямоугольных видео- или радиоимпульсов (рис. 10.57), частота следования которых в целое число раз (n) выше частоты строчной (для генератора вертикальных полос) или (в m раз) кадровой (для генератора горизонтальных полос) развертки. Выход генератора видеоимпульсов подключают ко входу видеоусилителя, а выход генератора радиоимпульсов — ко входу настраиваемого телевизора. Таким образом, в конечном счете испытательные сигналы поступают на входы генераторов строчной и кадровой разверток и на модулирующий электрод (или катод) электронно-лучевой трубки, вызывая на ее экране чередующиеся светлые и темные полосы. При скважности импульсов, равной 2, на экране кинескопа возникают

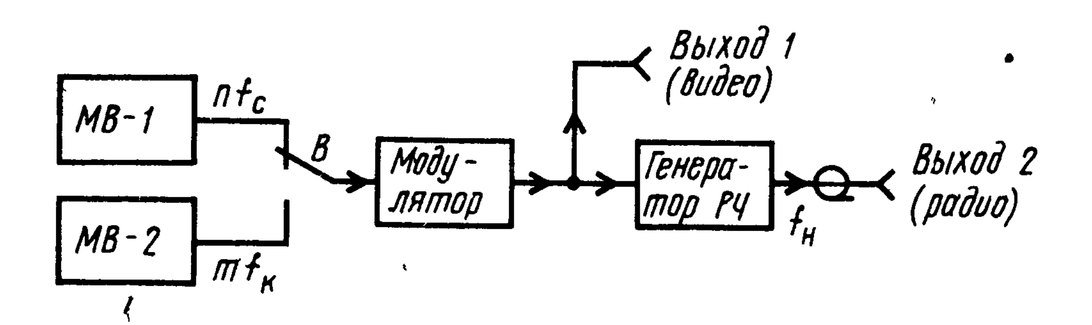


Рис. 10.57

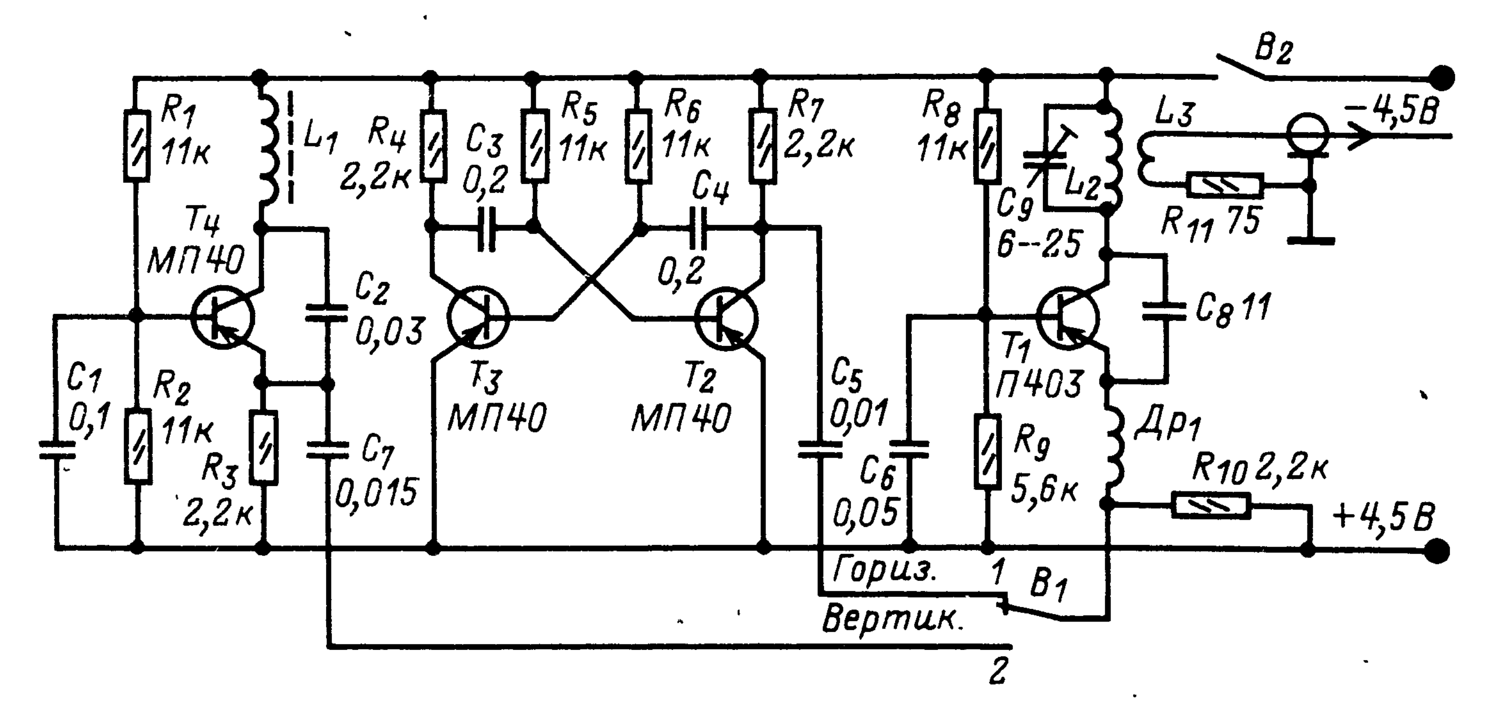


Рис. 10.58

светлые и темные полосы одинаковой толщины. При большой скважности импульсов светлые или темные полосы могут превращаться в линии.

Синхронизацию частоты строчного и кадрового генераторов осуществляют ручками телевизора *Частота строк* и *Частота кадров* по импульсам генератора полос. При устойчивой синхронизации на экране телевизора должно наблюдаться n (или m) светлых (или темных) полос (или линий).

Генераторы цветных полос сложны, и их изготовление для радиолюбительских целей неоправданно дорого и трудоемко.

Простой транзисторный генератор полос (рис. 10.58). Он состоит из генератора на транзисторе T_1, работающего на несущей частоте сигнала изображения одного из телевизионных каналов, генератора-модулятора горизонтальных полос, работающего на частоте 400 Гц (симметричный мультивибратор на транзисторах T_2 и T_3), и генератора-модулятора вертикальных полос, работающего на частоте 156 кГц (LC-генератор на транзисторе T_4).

Выход прибора соединяют с антенным гнездом телевизора отрезком коаксиального кабеля. При этом на вход телевизора поступают радиоимпульсы, несущая частота которых, определяемая параметрами элементов контура C_9L_2, соответствует частоте сигнала изображения одного из телевизионных каналов; телевизор должен быть включен на этом канале.

Переключатель генератора полос B_1 устанавливают в положение *Гориз.* и ручкой телевизора *Частота кадров* добиваются устойчивого изображения восьми горизонтальных полос ($m=8$; $f_{кадр}=50$ Гц). При линейной кадровой развертке расстояние между полосами должно быть одинаковым. Для проверки линейности по строкам переключатель B_1 переводят в положение *Вертик.* и ручкой телевизора *Частота строк* добиваются устойчивого изображения десяти вертикальных полос ($n=10$; $f_{стр}=15,6$ кГц). При линейности строчной развертки расстояние между соседними полосами должно быть одинаковым.

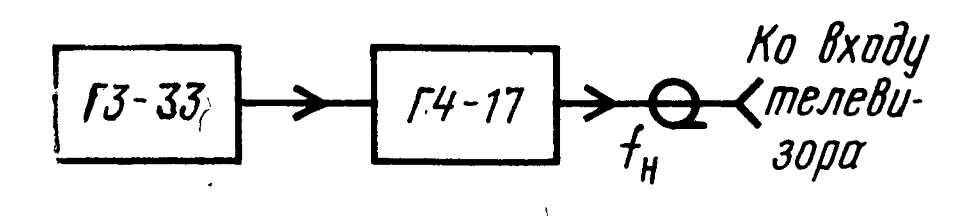
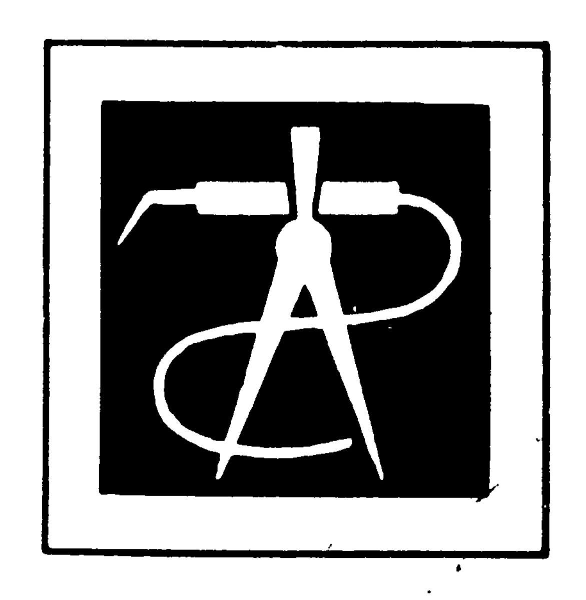


Рис. 10.59

При наличии измерительного генератора диапазона УКВ (например, Г4-17) и генератора ЗЧ с диапазоном до 200 кГц (например, Г3-33) может быть создан генератор полос (рис. 10.59), аналогичный изображенному на рис. 10.57. Для этого генератор УКВ переводят в режим внешней амплитудной (или импульсной) модуляции с несущей, равной частоте сигнала изображения одного из телевизионных каналов, а в качестве внешнего модулятора применяют генератор ЗЧ. Частоту модулирующего напряжения выбирают из условия $f_м = pf_р$, где $f_р$ — частота развертки телевизора (по горизонтали или вертикали); p — желаемое число темных (светлых) полос по горизонтали или вертикали соответственно.



ОСНОВЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ И МОНТАЖ РАДИОАППАРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 11

СОДЕРЖАНИЕ

11.1. КОМПОНОВКА ЭЛЕМЕНТОВ АППАРАТУРЫ

Общие положения

Современная промышленная бытовая радиоаппаратура характеризуется:

частичной или полной заменой элементной базы в виде дискретных электрорадиоэлементов на микросхемы;

резким повышением качества воспроизводимых сигналов, звуковых и визуальных (полоса воспроизводимых звуковых частот расширилась от 16—20 до 20 000—50 000 Гц при искажениях менее 0,1% и четкости телевизионных цветных изображений до 3000 строк в новых перспективных разработках);

повышенными эргономическими показателями, при которых простые действия управления обеспечивают весьма сложные операции по настройке и регулировке аппаратуры;

«электронизацией» целого ряда традиционно механических устройств радиоаппаратуры (механические КПЕ заменяют на варакторные матрицы, емкость которых меняется при изменении приложенного к ним напряжения; механические переключатели каналов в телевизорах и переключатели диапазонов меняют в радиоприемниках на сенсорные с электронным механизмом контакта и т. п.);

модульностью конструктивно-схемных решений;

широким использованием цифровых устройств и новых типов индикаторов с буквенно-цифровым отсчетом, часто выполняемых в виде комбинированных дисплеев.

Квалифицированные радиолюбители не только повторяют промышленные образцы, но и нередко разрабатывают оригинальные устройства, которые опережают промышленные разработки. При этом все перечисленные особенности отражаются в конструкциях аппаратуры.

Наиболее характерные конструктивные особенности современной радиолюбительской аппаратуры:

1. Конструкции выполняют в виде набора функциональных модулей, в каждом из которых находятся одна—три микросхемы и несколько дискретных элементов. Например, характерные модули телевизора: модуль УПЧ изображения, УПЧ звука, усилитель звуковой частоты, усилитель изоб-

ражения, усилители сигналов цветности, строчной развертки, кадровой развертки, стабилизации; приемника звукового радиовещания: модуль варакторных матриц с колебательными контурами, модуль сенсорного переключения диапазонов, модули УЗЧ, предварительного и оконечного усилителей звуковой частоты. Устройства управления, питания, головки громкоговорителя и другие выполняют в виде оригинальных устройств, характерных только для данного изделия, в то время как модули могут быть использованы в разнообразных моделях радиоаппаратуры данной группы.

2. Широко используют электронные шкалы настройки и цифровую индикацию частоты настройки. Это позволяет применять вместо сложных механизмов настройки с точеными и фрезерованными деталями обычные потенциометры, а вместо точных механических шкал настройки — электронные с цифровой индикацией, которые работают от синтезатора частот с очень высокой точностью отсчета индицируемой частоты. Аналогично работают электронные регуляторы громкости и тембра.

3. Сочетание в одном устройстве чувствительных приемников (звукового и телевизионного вещания) и генераторов (тактовой частоты во многих цифровых устройствах) требует тщательной проработки компоновочных схем и введения специальных экранов.

4. Тесное расположение большого числа элементов требует учета их допустимых тепловых режимов как при эксплуатации, так и при монтаже. Микросхемы при этом не являются исключением, хотя уровни рассеиваемой в них мощности малы, но из-за «многослойности» конструкции, в которой чередуются материалы с низкой и высокой теплопроводностями, сам кристалл микросхемы внутри корпуса может быть нагрет до температуры, при которой может нарушаться нормальная работа устройства.

5. Радиолюбительскую аппаратуру выполняют с высокими эстетическими показателями. Радиолюбители часто используют футляры от промышленной аппаратуры, выполняя доработку таких элементов, как шкалы и устройства управления. Доработка проводится с использованием современных материалов и приемов художественного оформления, часто требуя высокой квалификации радиолюбителя.

Чтобы радиолюбительские конструкции хорошо работали, необходимо тщательно продумывать и выполнять компоновку их элементов — как внутреннюю, так и внешнюю.

Предварительный анализ работы устройства

Принципиальная схема устройства дает представление только о принципе работы устройства, но не о его конструкции. Множество же сложных взаимных связей между элементами, определяемых размещением их в пространстве или на плоскости, показать на принципиальной схеме нельзя. Размещение элементов принято называть к о м п о н о в к о й (от латинского componere — складывать).

Наиболее распространенной ошибкой начинающего радиолюбителя-конструктора является то, что при компоновке элементов он стремится получить как можно меньшие габариты устройства, пренебрегает возможными паразитными взаимосвязями между элементами различных каскадов, располагая элементы без учета принципа их работы. Чтобы не допустить таких ошибок, необходимо прежде всего тщательно рассмотреть возможные варианты компоновки элементов.

Наиболее трудно выполнить компоновку усилителей (особенно высокочастотных), проще всего — источников питания. При этом необходимо помнить следующее:

1. Компоновка усилителя тем сложнее, чем больше его коэффициент усиления и рабочая частота, чем шире полоса частот, чем больше в нем каскадов и диапазонов.

2. Компоновка генератора (гетеродина приемника, измерительного генератора, передатчика и т. п.) тем сложнее, чем выше частота, на которой он работает, чем больше число частотных диапазонов, чем выше требуемая стабильность частоты и мощность.

3. Компоновка устройств питания достаточно проста для транзисторной аппаратуры. Для ламповой аппаратуры она тем сложнее, чем выше должна быть стабильность выходных напряжений или токов, чем больше напряжение или ток нагрузки, чем больше число выходов. Изменение компоновки (перекомпоновка) источников питания почти не сказывается на их работе; в генераторах неудачная компоновка заметна, а в усилителях может оказаться причиной полного нарушения их нормальной работы. Часто причинами таких нарушений в усилителе радиочастоты могут быть всего лишь некоторое увеличение длины проводника, его недостаточная экранировка и другие незначительные, на первый взгляд, изменения в компоновке элементов.

При компоновке элементов нового или перекомпоновке элементов проверенного в работе устройства (прибора) необходимо проанализировать задачу в такой последовательности:

1. Исходя из назначения устройства (усилитель, генератор, источник питания) оценить ожидаемую сложность компоновки элементов.

2. Продумать необходимость применения экранов и развязывающих фильтров между каскадами и предусмотреть место для их установки.

3. Оценить особенности монтажа элементов и регулировки устройства как по частям, так и в целом, обеспечивающих нормальную эксплуатацию устройства.

4. Предусмотреть все механические крепления и места под винты и гайки, заклепки и т. д.

5. Выполнить эскиз компоновки элементов устройства с органами управления и индикаторами.

На основе такого анализа получится несколько эскизных вариантов компоновки элементов

и конструкции в целом, которые позволят наметить пути рационального конструирования и избежать многих ошибок.

Группировка элементов и компоновочная модель

После того как определены основные показатели намеченной к конструированию аппаратуры и разработана или выбрана ее принципиальная схема, надо продумать, целесообразно ли выполнить устройство на одной монтажной панели или разделить его на блоки, функциональные части, функциональные группы.

Отметим особенности компоновки приемников звукового и телевизионного вещания, поскольку они являются наиболее распространенными объектами радиолюбительского творчества.

Современное стационарное устройство для приема радиовещательных передач обычно состоит из следующих функциональных частей: настроечного блока, в состав которого входят преобразователи частоты; УПЧ с цепью АРУ; детекторы, а при необходимости УРЧ; УЗЧ; блок питания (трансформатор, выпрямитель, сглаживающий фильтр, стабилизатор). Каскады предварительного усиления УЗЧ нередко выделяют в самостоятельный конструктивный узел. В стереофоническом устройстве добавляется стереодекодер и второй УЗЧ, причем оба УЗЧ бывает целесообразно скомпоновать в единую конструкцию вместе с коммутатором видов работы. Все перечисленные части вместе с устройством для проигрывания грампластинок, если конструируется радиола, размещают в общем футляре. Головки громкоговорителей стереофонической системы располагают в двух отдельных футлярах. Громкоговоритель монофонического радиоприемника также часто выполняют в отдельном футляре.

Если конструируется магнитола или магнитофон при имеющемся радиоприемном устройстве, целесообразно предусмотреть использование последних каскадов УЗЧ приемника и громкоговорителя (громкоговорителей) также для воспроизведения записей с магнитной ленты.

Высокочастотные части и УЗЧ переносных РВ приемников и приемников для радиоспорта обычно компонуют вместе.

Для ТВ приемника компонуют отдельно блоки УПЧИ, УПЧЗ, усилителя видеосигналов и детекторов; блок разверток и синхронизации; УЗЧ, блок питания, а для цветного телевизора, кроме того, блок цветности. Заниматься конструированием и изготовлением селекторов телевизионных каналов в настоящее время нецелесообразно, так как это очень трудоемкая работа, а они имеются в продаже.

Компоновку элементов радиоаппаратуры или ее частей и блоков рекомендуется выполнять в такой последовательности: перечертить принципиальную схему устройства (блока, функциональной части, функциональной группы) с учетом рациональной компоновки, сгруппировать пассивные элементы вокруг соответствующих активных элементов (транзисторов, электронных ламп), учитывая их особые компоновочные характеристики (например, расположение только вертикальное или горизонтальное, только сверху или только снизу платы и т. д.), и, наконец, составить окончательный вариант принципиальной схемы устройства (блока, функциональной части) для компоновки.

На рис. 11.1,*а* показана схема двухкаскадного УЗЧ на транзисторах в том виде, как ее обычно вычерчивают. На ее основе нетрудно сгруппировать элементы, составив схему группировки (рис. 11.1,*б*). С учетом компоновочных характеристик элементов, учитывая их установку в аппаратуре, и с учетом возможного введения развязывающих фильтров можно составить компоновочный эскиз (рис. 11.1,*в*), который и послужит основой для разработки конструкции устройства в целом.

Из компоновочного эскиза видно, что между размерами элементов и размерами монтажной платы (или устройства) существует заметная разница. Увеличение размеров радиоаппаратуры по сравнению с размерами составляющих ее элементов зависит от многих причин. Главнейшие из них — электрические, магнитные и тепловые поля вокруг работающих элементов, которые могут быть причиной паразитных связей, нарушающих нормальную работу устройства, и необходимость дополнительного пространства в конструкции для механических и электрических соединений элементов, для размещения органов управления и индикаторов (осей и ручек управления, шкал, индикаторных ламп). Поэтому для компоновки следует использовать не геометрические модели элементов, размеры которых равны размерам элементов, а модели в виде их установочных объмов или площадей.

На рис. 11.2,*а* показан резистор, а рядом с ним в виде прямоугольников — его реальные площадь $S_{реал}$ и объем $V_{реал}$. Рассчитанные с учетом требований монтажа и нагрева резистора установочная площадь (рис. 11.2, *б*) и установочный объем (рис. 11.2, *в*) оказываются значительно большими. Если этого не учитывать при компоновке, то нормальная работа элементов может нарушиться. Например, размещение резистора МЛТ-2 (R_1 на рис. 11.3, *а*) рядом с резистором ВС 0,125 (R_2) и транзистором T создает условия для сильного перегрева последних, а это может стать причиной нарушения нормальной работы устройства и даже выхода транзистора T и резистора R_2 из строя.

Нельзя также располагать рядом элементы входных и выходных цепей (рис. 11.3, *в*). Так, если в усилителе (см. рис. 11.1) на плате рядом окажутся трансформатор $Тр_1$ с резистором R_1 первого каскада, это может привести к самовозбуждению усилителя, устранить которое будет трудно.

Если радиолюбитель-конструктор уже имеет опыт сборки и налаживания аппаратуры, то приближенно установочные площади или объемы элементов можно определить, разделив соответственно общую площадь печатной платы или занимаемый ею объем на число элементов ранее выпол-

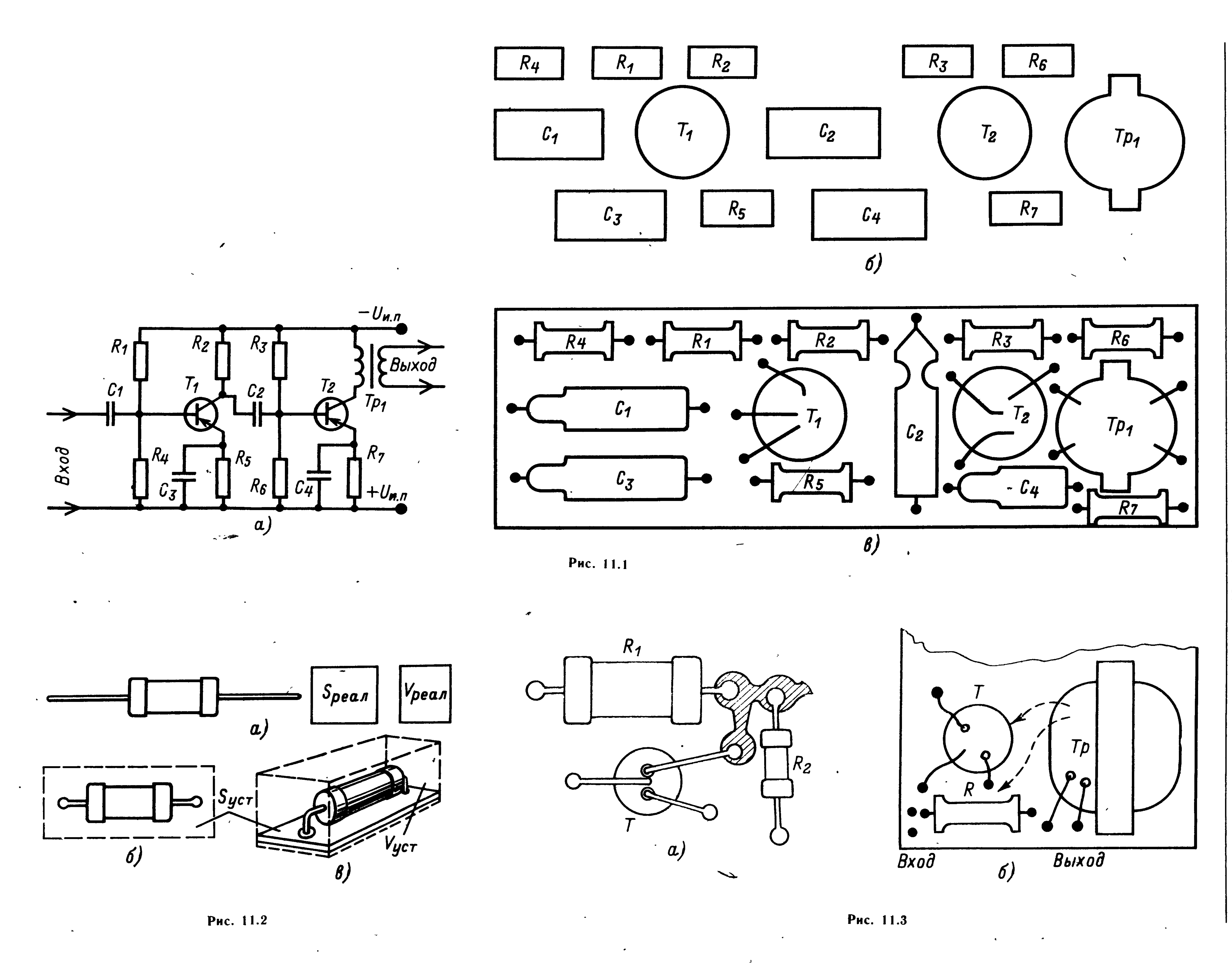


Рис. 11.1

Рис. 11.2

Рис. 11.3

ненных им конструкций. Такие данные послужат хорошей основой для обоснованных компоновочных расчетов новых конструкций.

Выбор типа электромонтажных соединений

В радиолюбительской практике широко используется печатный, проволочный навесной и проволочный жгутовый монтаж.

Печатный монтаж можно использовать во всех радиолюбительских конструкциях, кроме мощных каскадов передатчиков и блоков развертки телевизоров и осциллографов. Преимущества печатного монтажа — сравнительно малый объем и жесткая фиксация мест соединений — гарантируют хорошую повторяемость параметров и высокое качество работы конструкций, собранных на одинаковых печатных платах. Однако из-за того, что при печатном монтаже элементы имеют общее основание (рис. 11.4,*а*), значительного выигрыша в размерах конструкции получить не удается.

Проволочный навесной монтаж позволяет получить трехмерную (объемную) конструкцию соединений, что дает возможность уменьшить габариты устройства в целом, однако такой монтаж весьма сложен в исполнении, особенно при плотной компоновке. Навесной монтаж целесообразно применять в каскадах передатчиков, телевизоров и осциллографов, где элементы работают под напряжением более 1 кВ (рис. 11.4,*б*).

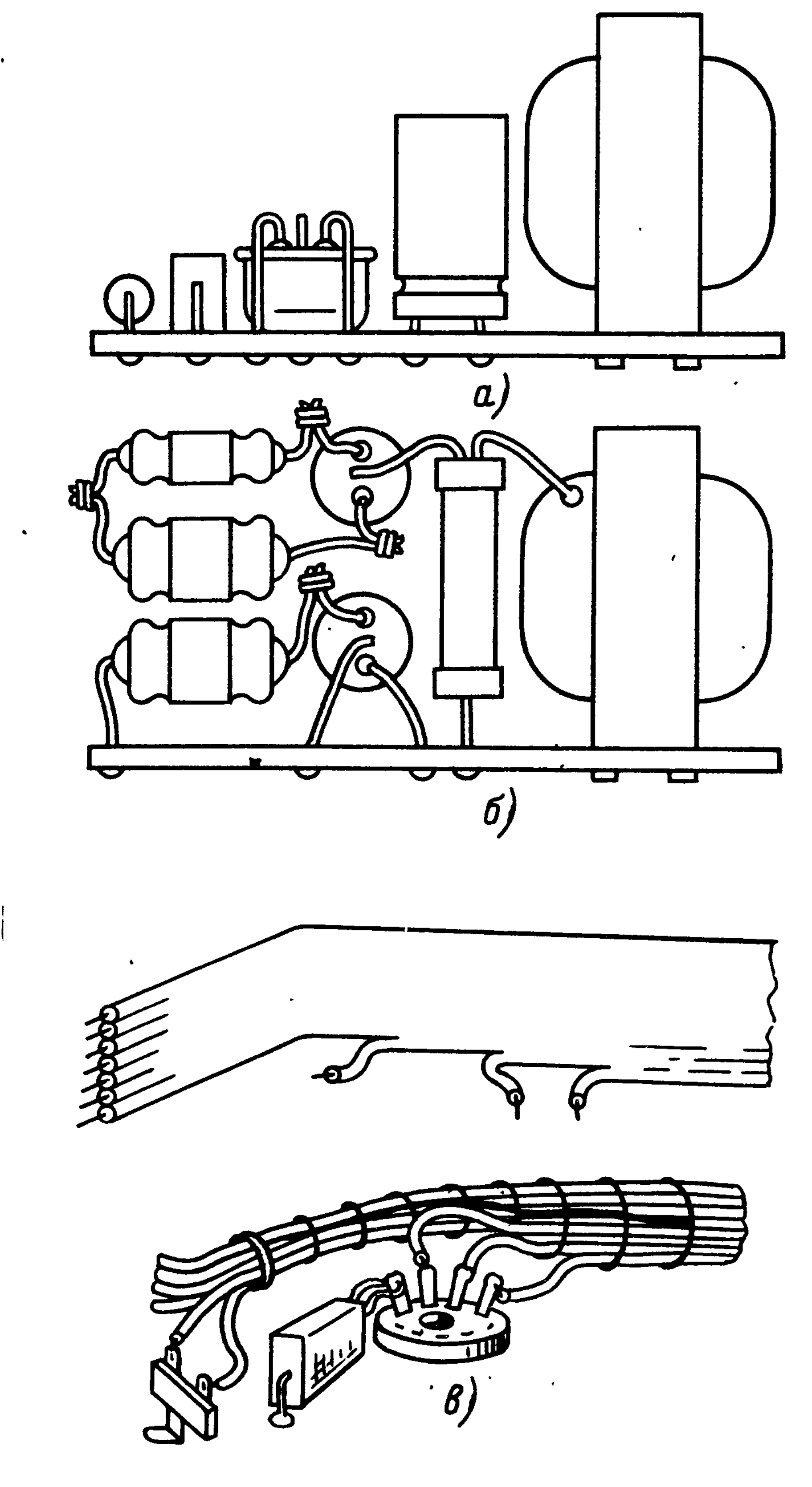


Рис. 11.4

Проволочный жгутовый монтаж с использованием одно- или многорядных проволочных жгутов (рис. 11.4, *в*) применяют для межблочных соединений и в блоках питания, где влияние паразитных связей между различными проводниками на работу устройства незначительно.

Особенности компоновки органов управления и индикаторов

Рациональная компоновка элементов и учет влияния монтажных соединений позволяют решить только часть задачи конструирования. Устройство имеет органы управления и индикаторные устройства, которые определяют «внешнюю компоновку». При решении компоновочных задач необходимо учитывать правила внешней компоновки, ибо как бы хорошо ни были скомпонованы элементы, но если шкала расположена с одной стороны приемника (например, спереди), а ручка настройки — с другой (например, сзади), то работать с таким аппаратом будет неудобно и трудно.

Основные правила рациональной внешней компоновки:

1. Органы управления радиоаппаратурой (переключатели, ручки настройки и регулировки) и связанные с ними электрически или механически индикаторы (например, шкалы) должны иметь такое относительное расположение, чтобы при управлении устройством руки оператора не загораживали индикаторы. Исходя из этого соображения ручку настройки радиоприемника располагают, как правило, правее шкалы или под ней.

Регулятор громкости в большинстве случаев целесообразно устанавливать слева; при этом, настраиваясь на частоту передающей радиостанции правой рукой, можно одновременно устанавливать желательный уровень громкости левой рукой. Это особенно удобно в приемниках, используемых для радиоспорта и для связи.

В малогабаритных (карманных) радиоприемниках регулятор громкости целесообразнее расположить вместе с ручкой настройки на правой боковой стенке корпуса, тогда этими органами управления удобно оперировать, взяв приемник левой рукой. Местоположение остальных органов управления приемником, которыми приходится пользоваться относительно редко (переключатели диапазонов, регуляторы тембра и др.), имеет меньшее значение.

На передней стенке телевизионного приемника, под экраном или справа от него, располагают переключатель селектора телевизионных каналов, ручки регуляторов яркости изображения и громкости звуковоспроизведения, регуляторы цветовой насыщенности (в телевизоре с цветным изображением), а также ручки подстройки частоты гетеродина, если подстройка не обеспечивается автоматически. Поскольку остальными органами

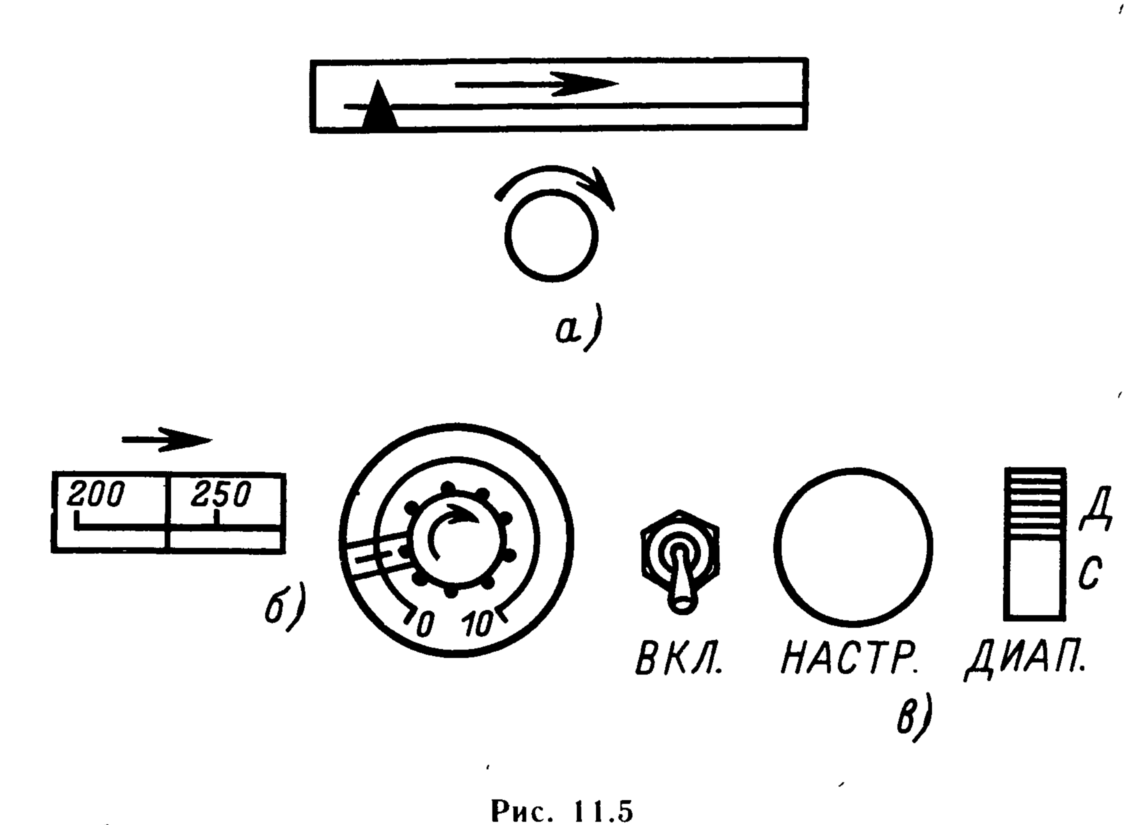


Рис. 11.5

управления — регулятором размера по вертикали, ручками переменных резисторов установки частоты строк и частоты кадров — приходится пользоваться не часто, их обычно размещают сзади; это позволяет улучшить конструкцию телевизора в эстетическом отношении.

2. Наиболее рациональные конструкции шкал — круглые и линейные горизонтальные (линейные вертикальные дают меньшую точность отсчета показаний).

3. Вращение ручек управления должно соответствовать направлению движения стрелки прибора или указателя настройки (рис. 11.5, *а*).

4. «Нуль» шкалы должен быть слева или внизу, увеличение показаний на шкале должно происходить по часовой стрелке или слева направо (рис. 11.5, *б*).

5. Для разных операций управления (включение, настройка, переключение и т. п.) желательно использовать разные по характеру движения регуляторы (рис. 11.5, *в*).

6. Для устройств точной настройки следует применять ручки ∅ 40—80 мм, для вспомогательных — не менее 10 мм.

11.2. ПРИЕМЫ ВЫПОЛНЕНИЯ КОМПОНОВОЧНЫХ РАБОТ

Графическая компоновка

Графическую компоновку обычно выполняют на масштабно-координатной (миллиметровой) бумаге простым и цветными карандашами. Графическая компоновка очень удобна при составлении эскизов монтажных соединений и при самом монтаже. На специально перечерченной схеме цветным карандашом отмечают уже припаянные элементы и проводники, что позволяет практически полностью избежать ошибок при выполнении монтажных работ.

Аппликационная и модельная компоновка

В радиолюбительской практике целесообразна аппликационная компоновка. Аппликация наиболее распространенных элементов приведена на рис. 11.6 (в масштабе 1 : 1).

Выбрав примерные размеры монтажной платы и вычертив ее контуры на листе миллиметровой или чертежной бумаги в масштабе имеющихся аппликаций, можно приступать к компоновке, раскладывая аппликации в соответствии с выбранной группировкой элементов (см. рис. 11.1). Так как размеры аппликаций соответствуют физическим размерам элементов, то их не допускается располагать вплотную. При печатном монтаже монтажные точки для выводов элементов должны располагаться в узлах координатной сетки с шагом 2,5 мм. Это особенно важно при компоновке устройств с применением микросхем, выводы которых часто расположены именно на таком расстоянии.

Добившись требуемого расположения элементов, аппликации закрепляют резиновым клеем (он прозрачен и позволяет использовать одну и ту же аппликацию несколько раз). Затем на полученный компоновочный макет накладывают лист кальки и переносят на него контуры элементов и контактные площадки. Наложив на полученный эскиз второй лист кальки или отогнув часть первого листа, переносят на него все контактные площадки. На обратной стороне второго листа изображение контактных площадок и деталей будет видно как бы с другой стороны платы (рис. 11.7). На этом листе цветным карандашом или фломастером чертят соединительные проводники, т. е. составляют схему соединений. Таким же способом можно выполнить и компоновку органов управления и индикаторных устройств. Применение кальки значительно упрощает компоновку, так как дает возможность видеть сразу обе стороны монтажной платы, а это позволяет легко осуществить при необходимости перекомпоновку деталей.

Модельная компоновка наиболее наглядна, но и наиболее сложна. Для нее требуются модели элементов, изготовить которые в радиолюбительских условиях затруднительно. Поэтому модели целесообразно использовать только для приблизительной компоновки крупных элементов устройства в целом (приемника, радиолы и т. п.). Модели крупных элементов можно склеить из бумаги или выпилить из пенопласта.

Натурная компоновка

Натурную компоновку радиолюбитель-конструктор выполняет обычно в виде макета, с помощью которого проверяется работоспособность устройства (прибора). При переходе от макета к окончательной конструкции необходимо соблюдать следующие правила:

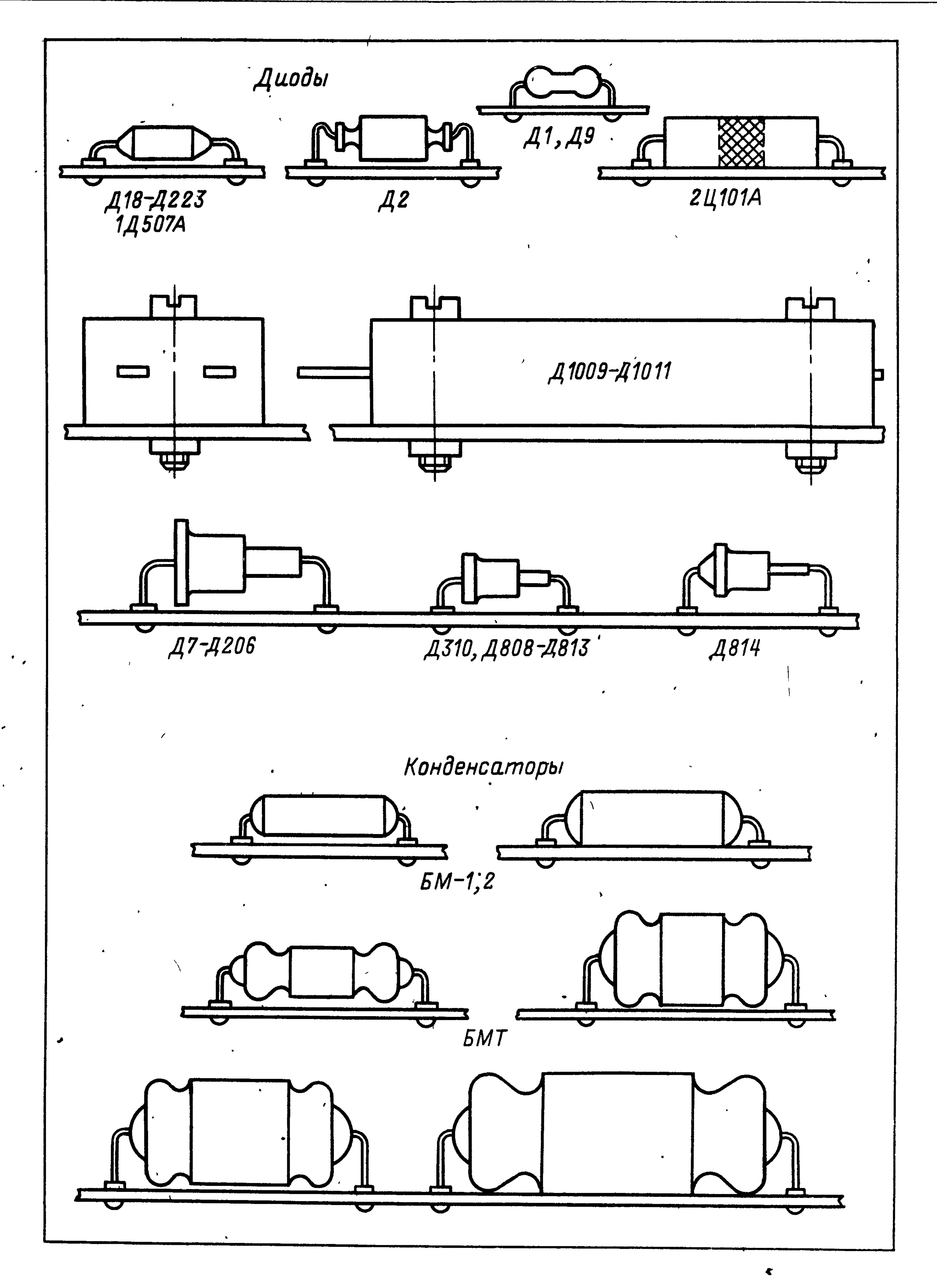


Рис. 11.6

1. Макет должен иметь примерно такие же размеры и форму, что и окончательный вариант конструкции.

2. Расположение основных элементов, особенно в высокочастотных каскадах, на макете и в конструкции должно быть одинаковым.

3. При выборе компоновки более плотной, чем на макете, обязательно надо предусмотреть место для стабилизирующих элементов, экранов, развязывающих фильтров, радиаторов и т. п.

4. Рисунок монтажных соединений на макете и в конструкции должен быть одинаков.

5. Должны быть учтены расположение, форма и размеры всех органов управления, индикаторов, а в переносных конструкциях — и отсека питания, а также особенности работы используемых гальванических или аккумуляторных батарей, их смены и т. д.

6. Необходимо продумать особенности эксплуатации устройства (удобства его переноски и установки при эксплуатации, защиты от пыли и влаги и т. п.).

Универсальная монтажная плата. Большие возможности для макетирования устройств дает применение универсальных печатных плат (УПП). Их можно использовать для макетирова-

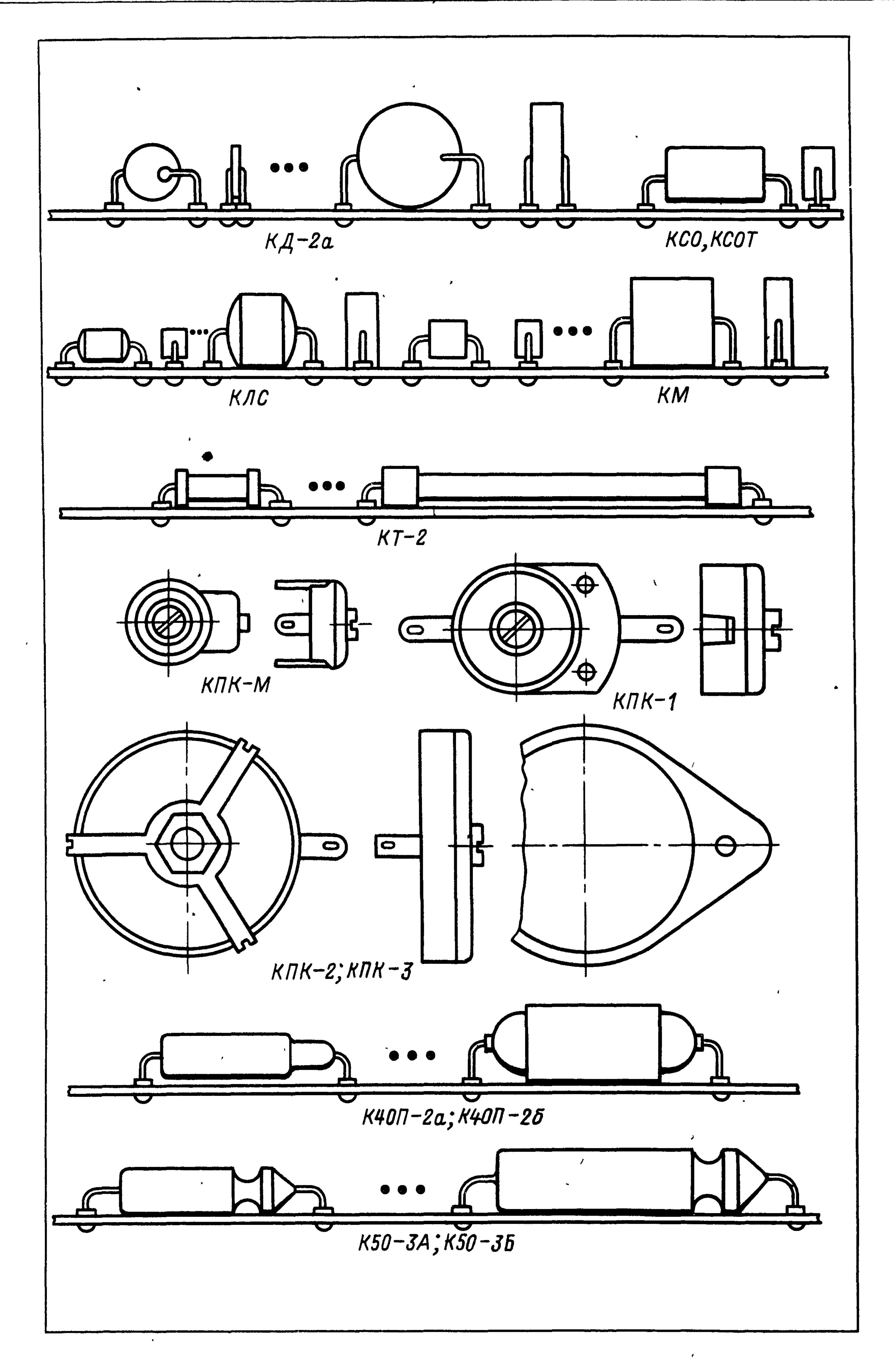


Рис. 11.6 (продолжение)

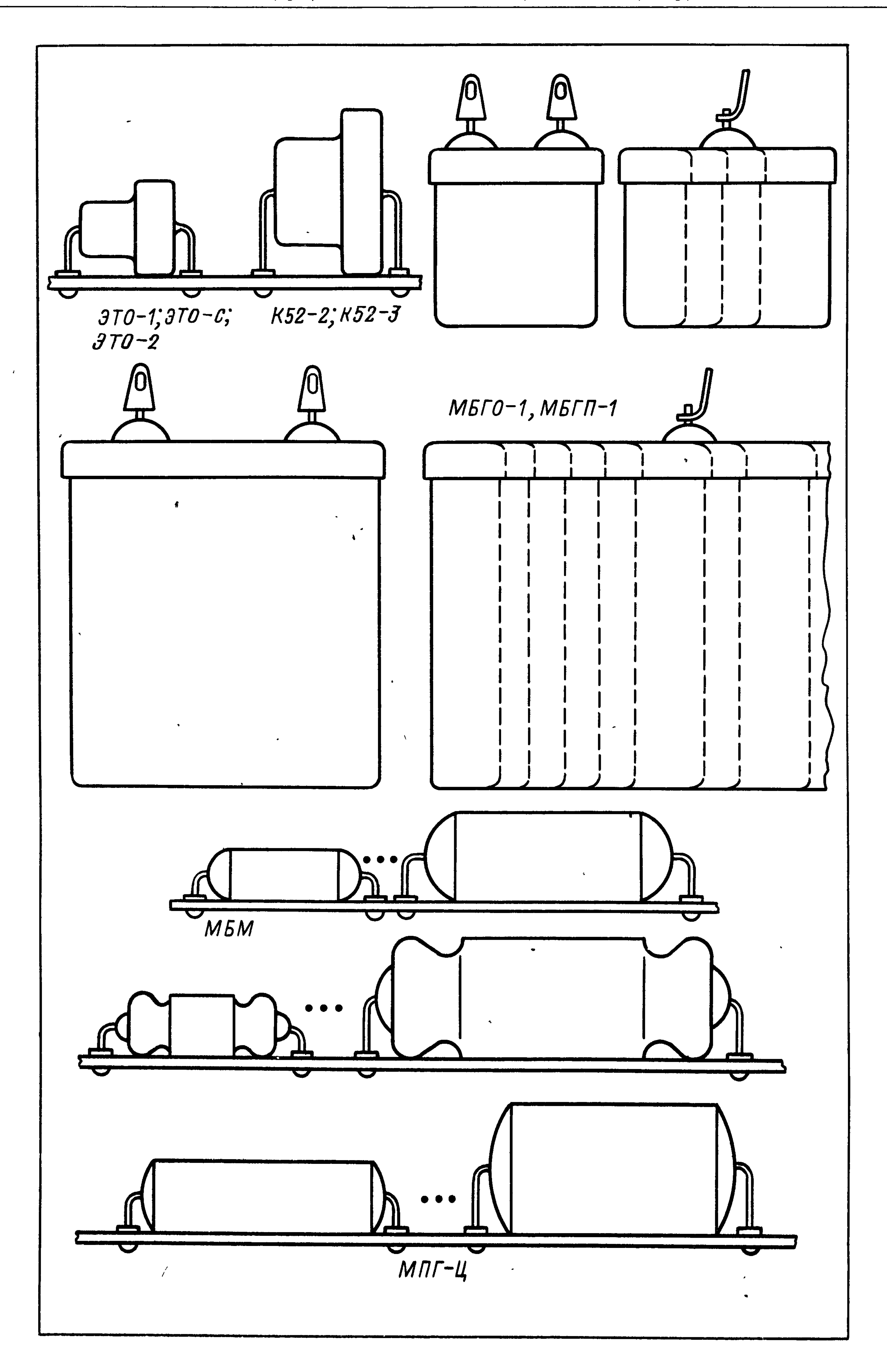


Рис. 11.6 (продолжение)

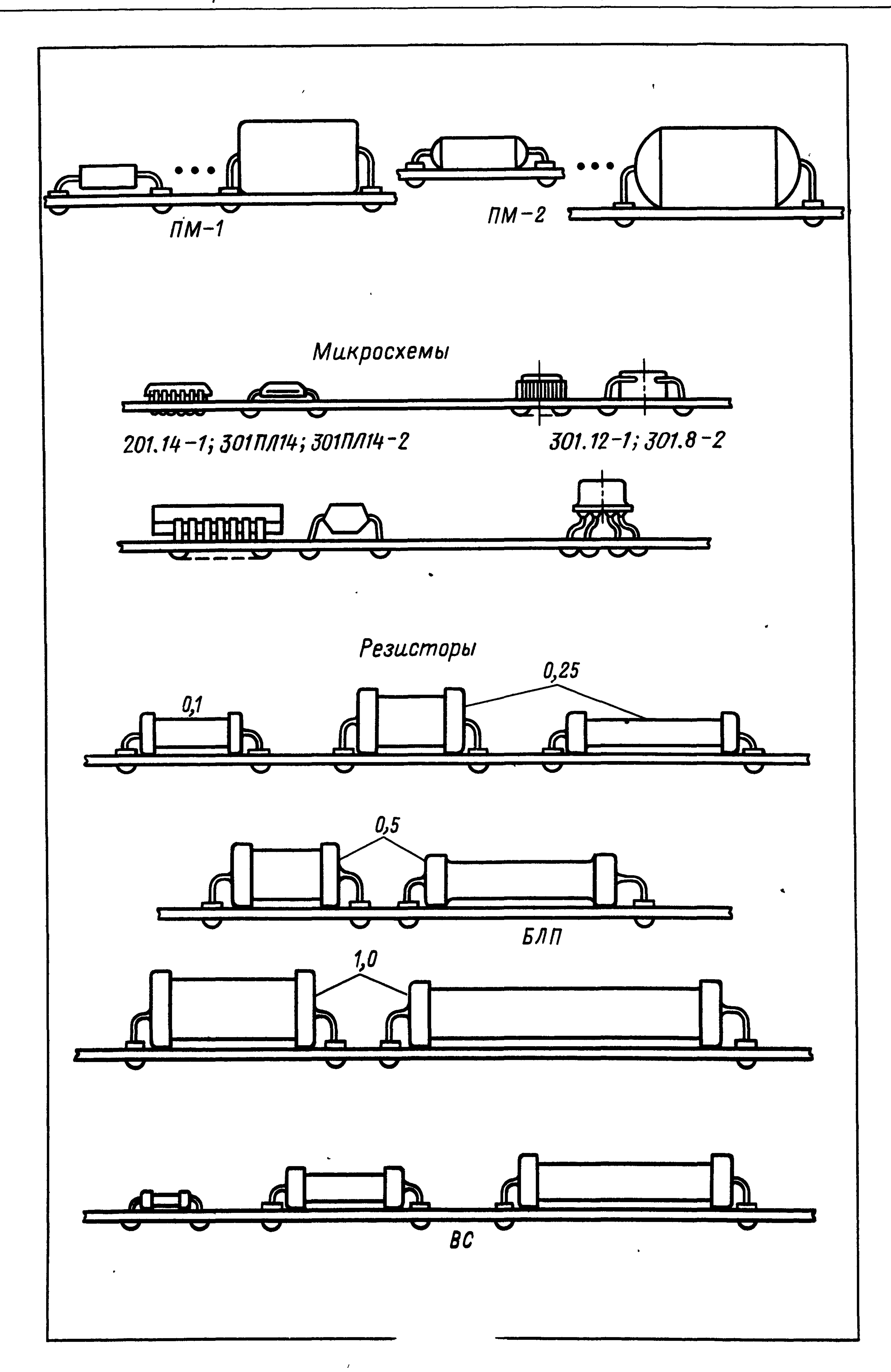


Рис. 11.6 (продолжение)

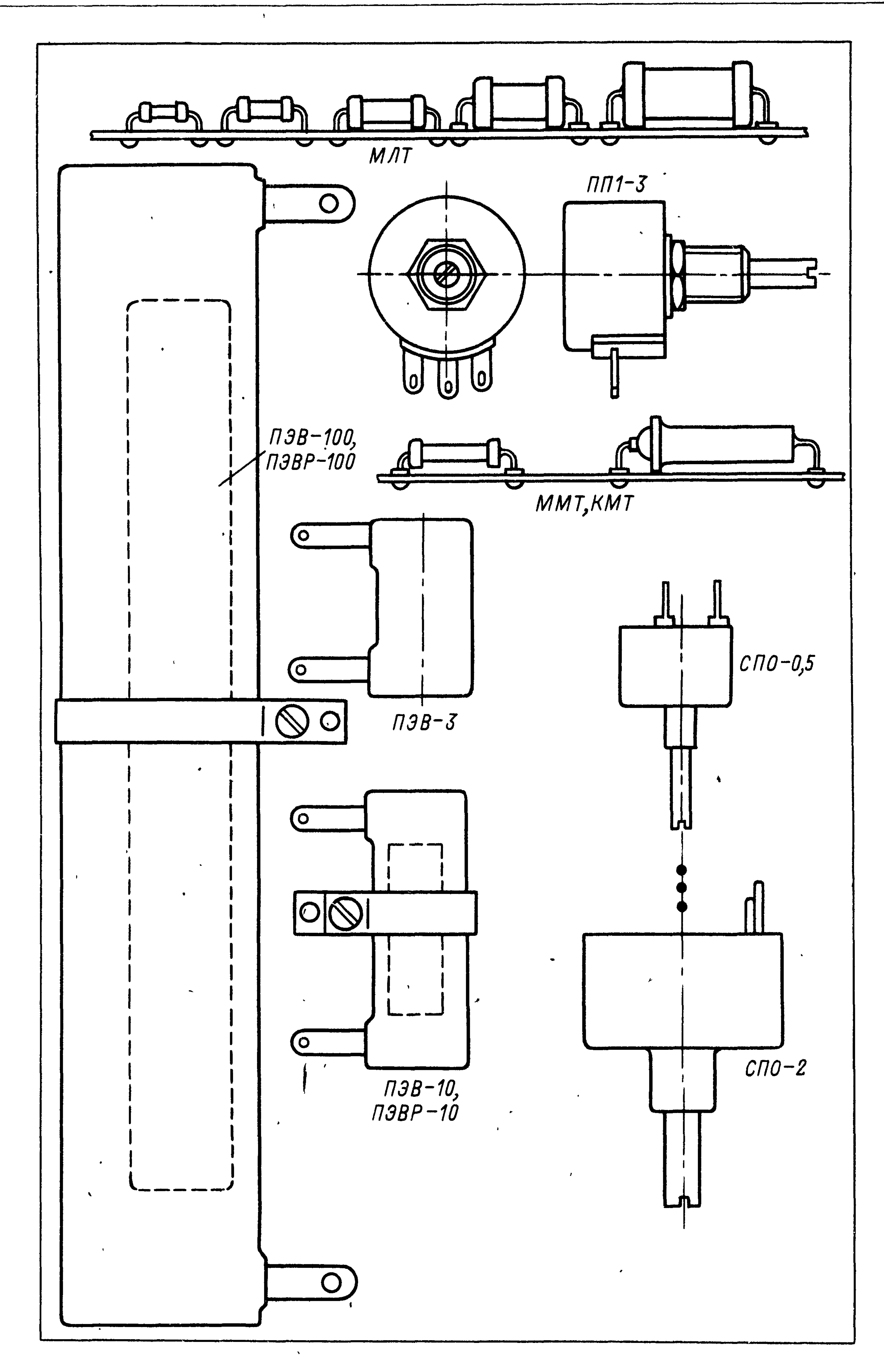

МЛТ
ПП1-3
ПЭВ-100,
ПЭВР-100
ММТ,КМТ
ПЭВ-3
СПО-0,5
ПЭВ-10,
ПЭВР-10
СПО-2

Рис. 11.6

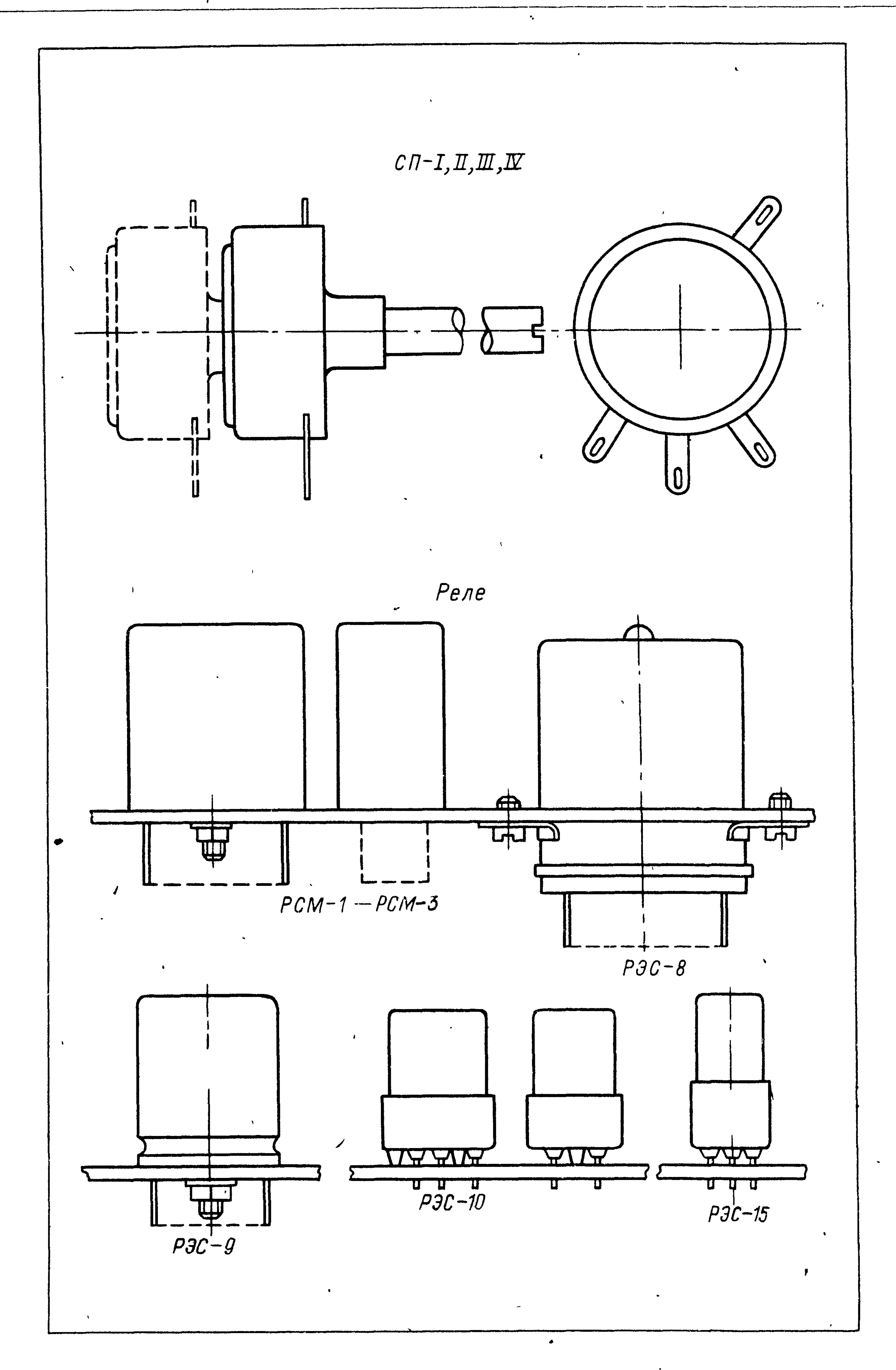


Рис. 11.6 (продолжение)

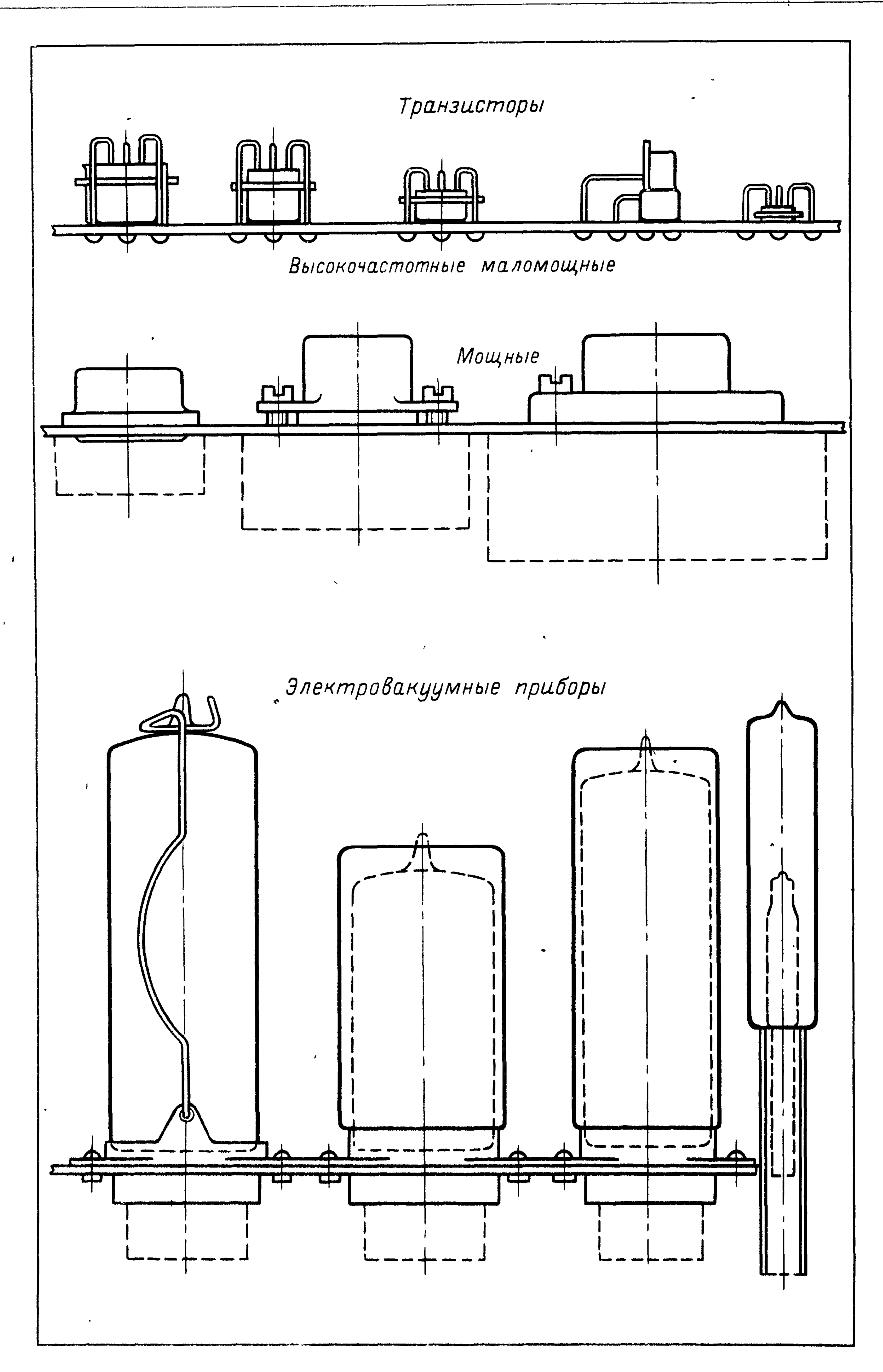


Рис. 11.6 (продолжение)

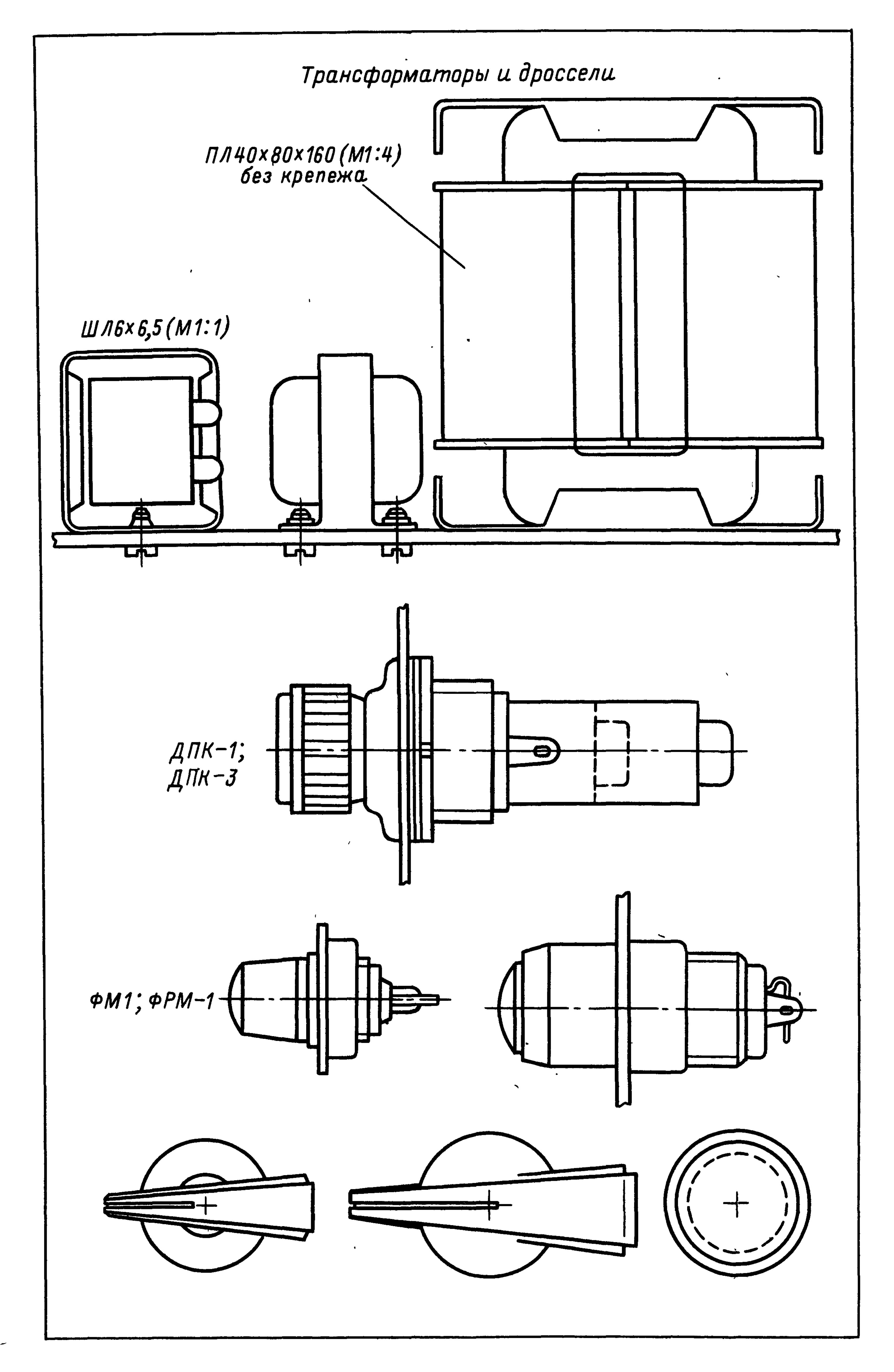


Рис. 11.6 (продолжение)

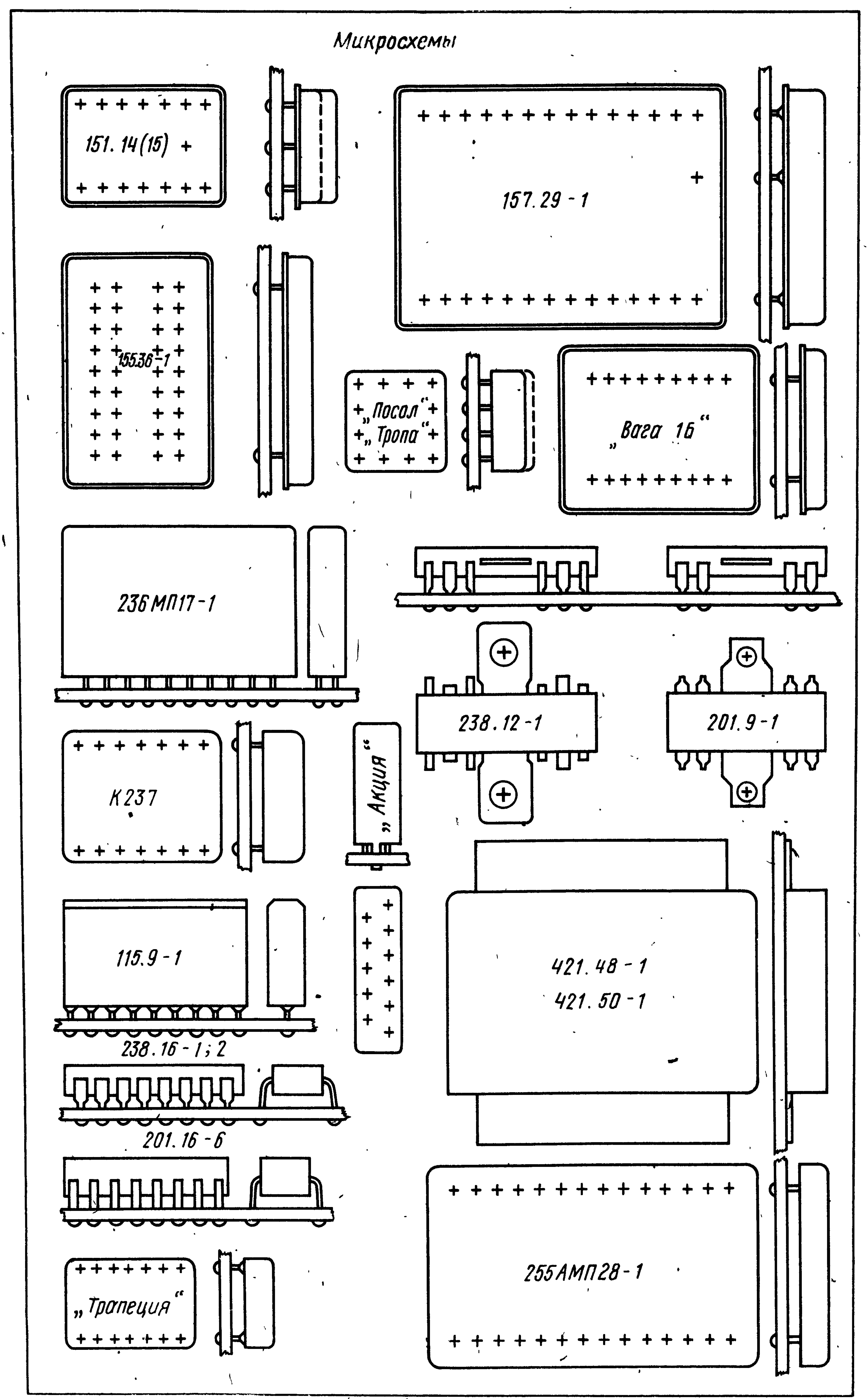
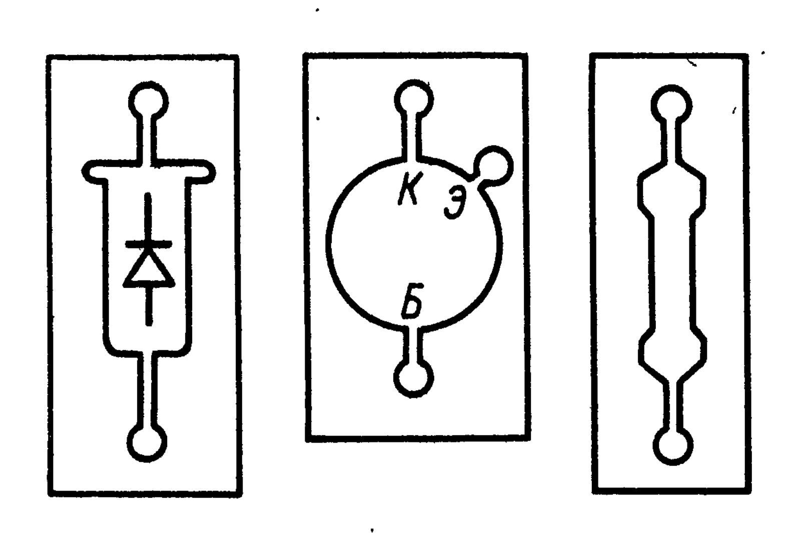


Рис. 11.6 (окончание)



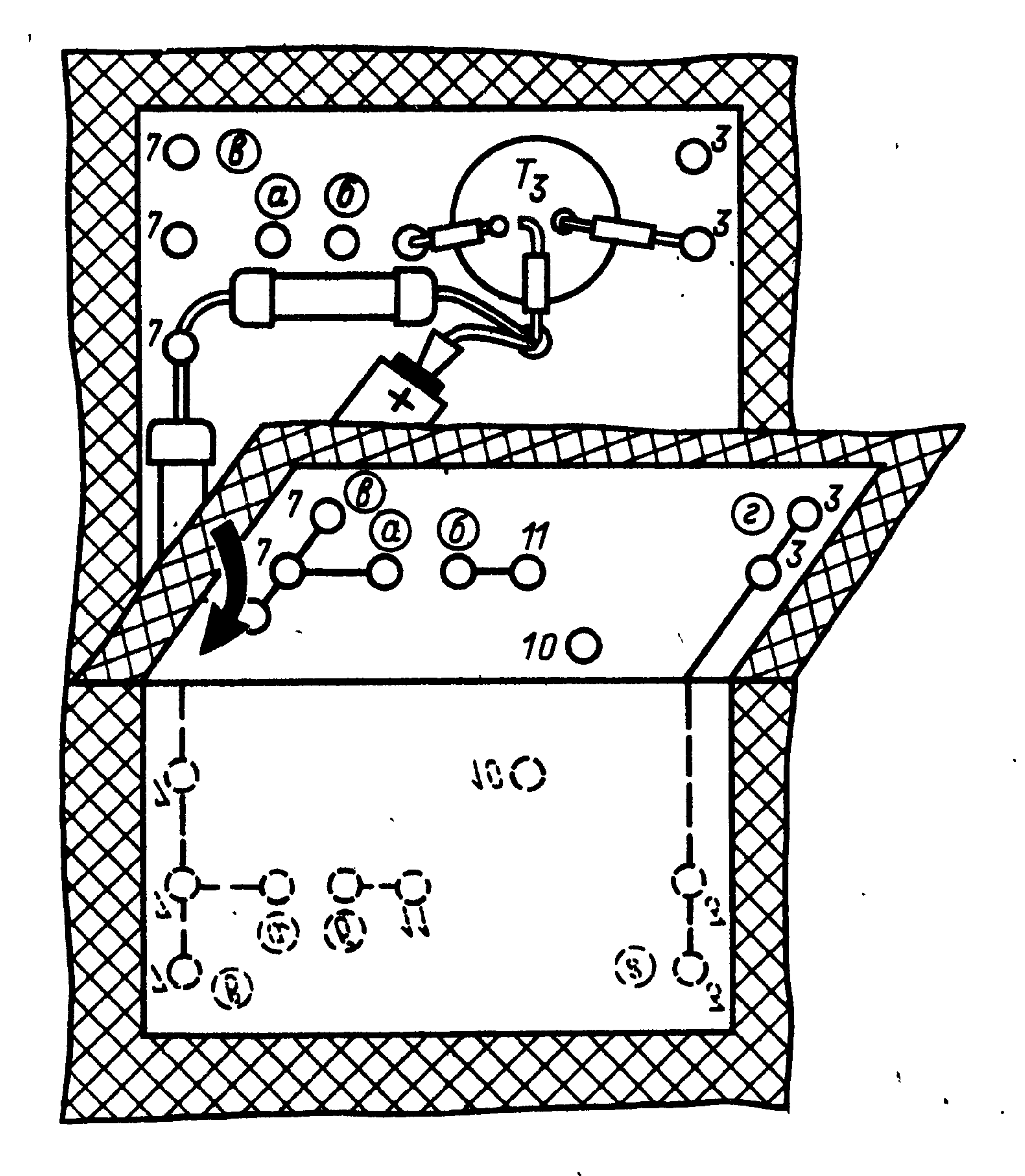
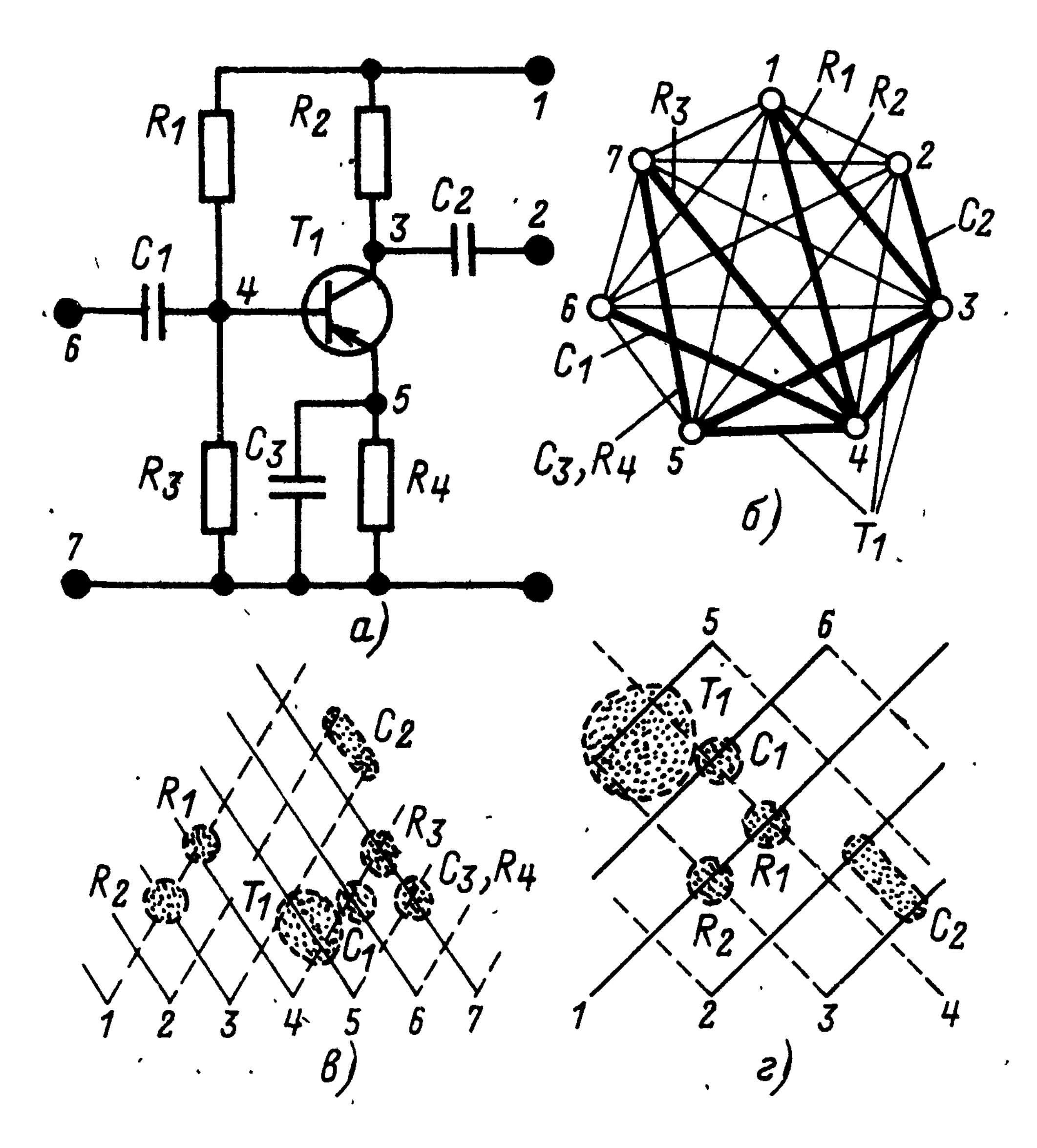


Рис. 11.7

Рис. 11.8



ния устройств и их частей с различной компоновкой элементов, если соблюдено условие равенства (или превышения) числа контактных линий (проводников) на УПП и числа соединений на схеме. Существо метода (его разработал и предложил П. П. Кувырков) рассмотрим на примере компоновки однокаскадного усилителя (рис. 11.8,*а*).

На схеме усилителя семь точек соединений. Если эти точки изобразить в виде вершин правильного семиугольника, то сами элементы можно представить в виде сторон или диагоналей этой фигуры. В математике такие фигуры называют «графами». Если показать все возможные соединения между вершинами графа, то получится чертеж (рис. 11.8, *б*), на котором толстыми линиями показан реализованный граф соединений. Таким образом, если мы сможем создать полный граф соединений схемы на плате, то компоновка сведется только к расположению элементов на существующих проводниках. Конечно, часть проводников может быть и не использована (но это — «расплата» за универсальность УПП). Простейший вариант рисунка соединений УПП показан на рис. 11.8, *в*. Недостаток такой платы в том, что она имеет трехугольную форму. Четырехугольная плата выполняется несколько иначе (рис. 11.8, *г*). В обоих случаях проводники имеют в плане Г-образную форму и располагаются с двух сторон платы (сплошная линия — наружная сторона платы, а пунктирная — оборотная).

Приступая к компоновке элементов на УПП, вначале нумеруют точки соединений так, чтобы номера выводов элементов (особенно транзисторов) следовали друг за другом. Затем нумеруют проводники УПП, после чего компонуют элементы так, чтобы номера их выводов совпали с номерами проводников УПП.

При необходимости расположить элементы иначе (если, например, какие-либо элементы надо разнести дальше) их выводам присваивают номера, максимально отличающиеся один от другого. В этом случае элементы окажутся расположенными в разных углах или частях УПП. Если выводы какого-либо элемента имеют номера, следующие друг за другом, то его можно перемещать вдоль проводников по всей их длине. Если же номера выводов отличаются намного, то элемент можно расположить только на пересечении соответствующих проводников.

Изменяя нумерацию монтажных точек, можно получить различные варианты компоновки, число которых равно числу сочетаний из числа монтажных точек по 2. Так, например, при семи монтажных точках в устройстве число вариантов равно 21, при десяти — 45, при 20 — 190 и т. д. Подбором нумерации можно выбрать такое расположение элементов, при котором обеспечиваются наилучшие условия их работы.

На рис. 11.9 приведен чертеж универсальной печатной платы, пригодной для любительских целей, и в качестве примера показаны два варианта компоновки усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 11.8, *а*. Плату изготавливают из двустороннего фольгированного гети-

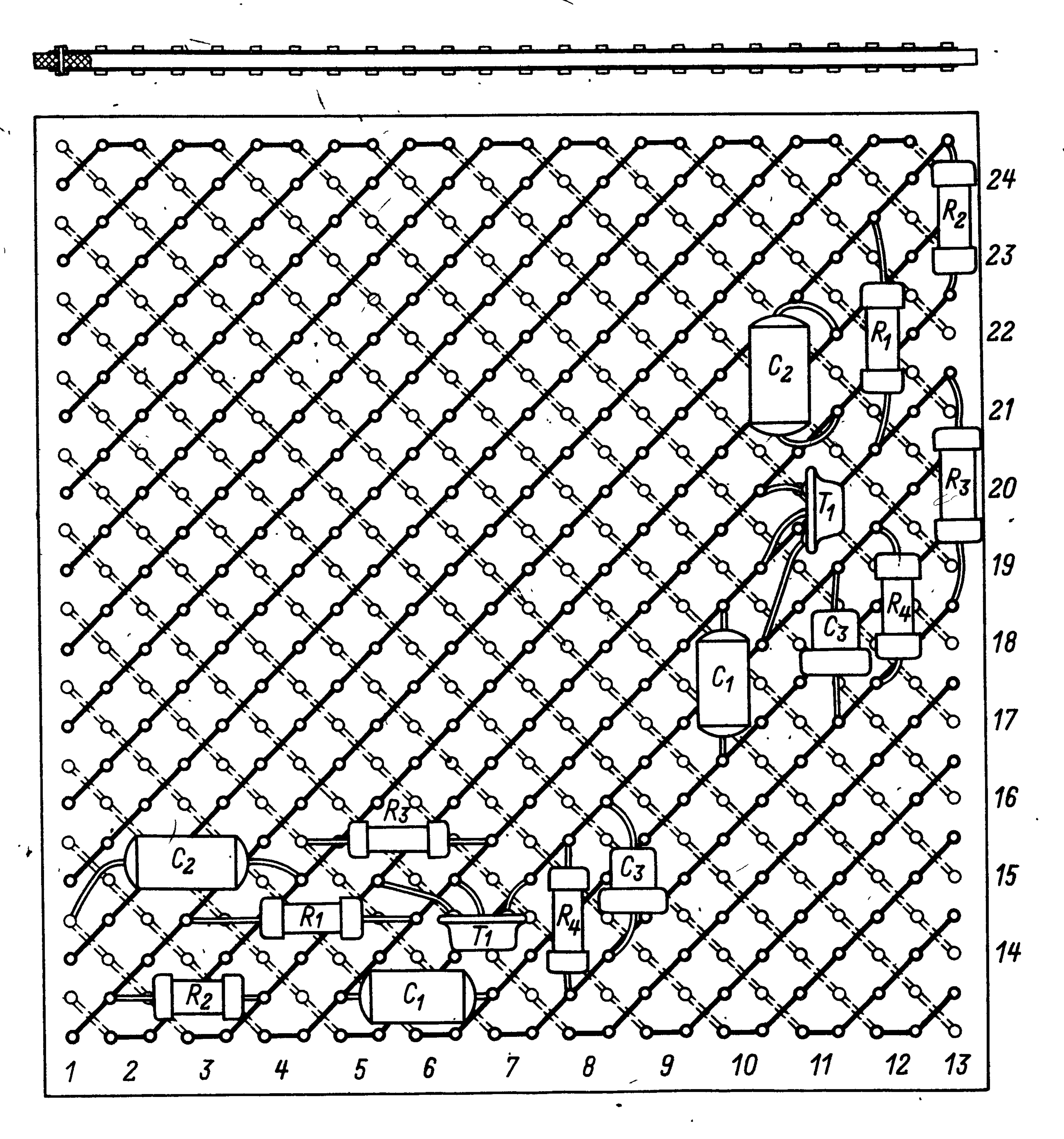


Рис. 11.9

накса или текстолита толщиной 1,5—2 мм. При отсутствии такого материала на обычной гетинакс или текстолит можно наклеить проводники, вырезанные из медной или латунной фольги (см. § 11.5).

Чтобы можно было многократно использовать платы, во все монтажные точки следует вставить пустотелые пистоны и тщательно припаять места их соединения с проводниками.

11.3. КОНСТРУИРОВАНИЕ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Как правило, для каждого функционального узла или для малогабаритной радиоаппаратуры радиолюбители разрабатывают специальную печатную плату, основой которой является гетинакс или стеклотекстолит, облицованный медной фольгой с одной стороны, реже — с двух сторон.

Оригинал рисунка печатных проводников выполняют на координатной сетке, образуемой пересекающимися под прямым углом рядами параллельных линий. Для печатных плат промышленной аппаратуры принят стандартный шаг координатной сетки (расстояние между соседними параллельными линиями), равный 2,5 мм. В любительских конструкциях рекомендуется принимать такой же шаг либо шаг размером 5 мм. В узлах координатной сетки, т. е. на пересечениях ее линий, располагают «контактные площадки». В отверстия, просверленные в центрах контактных площадок, будут впаиваться выводы элементов. В некоторых случаях, например при малых расстояниях между выводами какого-либо элемента, контактные площадки приходится делать и на линиях между узлами.

Электронная промышленность выпускает ряд типов элементов с расстояниями между осями выводов, равными стандартному шагу печатного монтажа 2,5 мм, с расстояниями, кратными по отношению к этому размеру: 5,0; 7,5 мм и т. д. или 1,25 мм. К числу таких элементов относится, например, электролитические конденсаторы К50-6, керамические подстроечные конденсаторы КПК-МП, транзисторы серий ГТ322, КТ306,

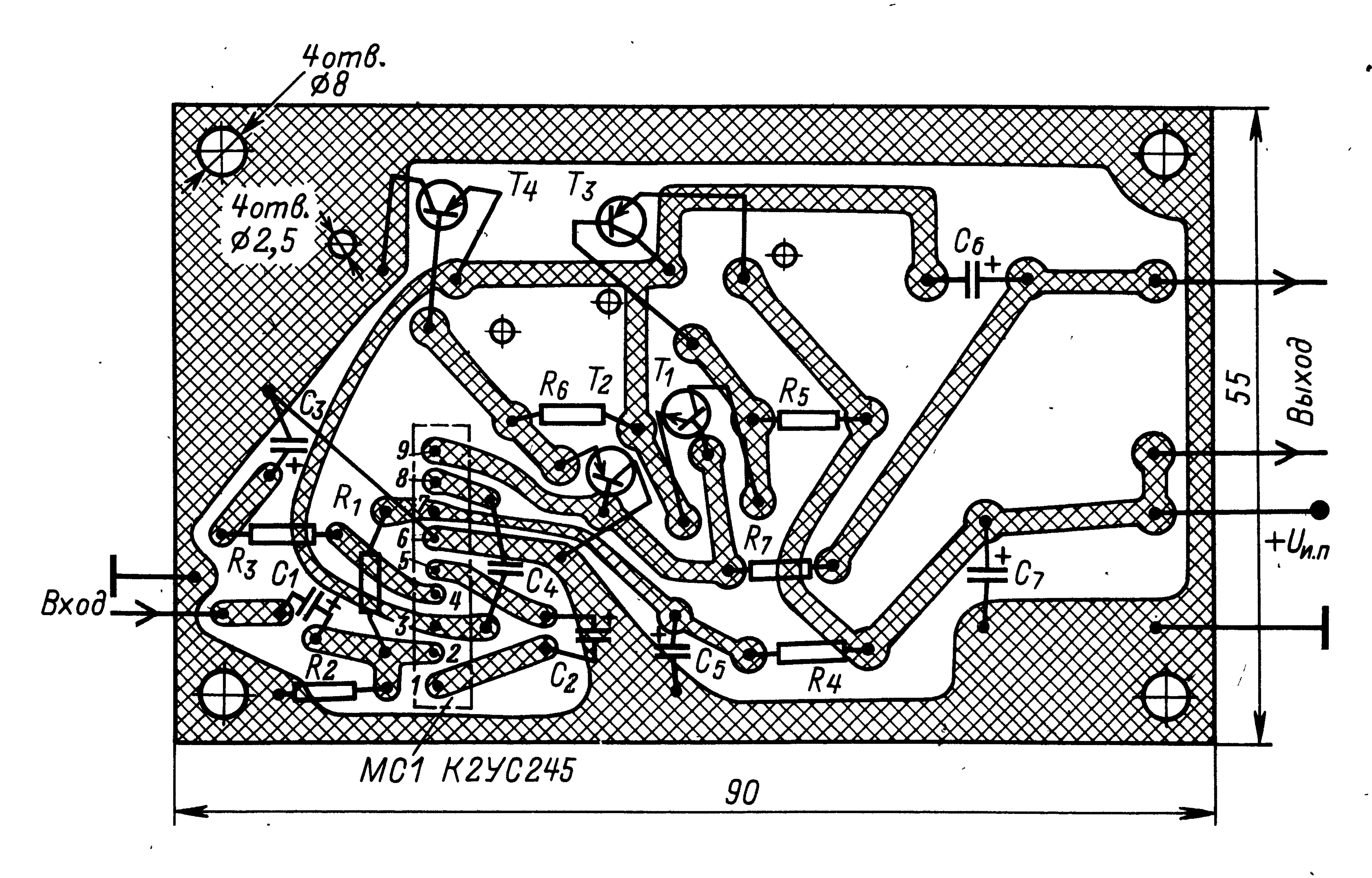


Рис. 14.10

КТ312, КТ315, КТ316, КТ325, КТ326, микросхемы серий К224, К237 и др.

Расстояния между выводами других элементов с гибкими проволочными выводами (например, резисторов ВС, МЛТ, конденсаторов КД, КТ, БМ, МБМ, КМ) легко привести к размеру, кратному шагу координатной сетки 2,5 или 5 мм, соответствующей формовкой (изгибом) выводов элементов.

На рис. 11.10 показан пример компоновки на печатной плате УЗЧ, в котором использована микросхема К2УС245. Здесь позиционные обозначения элементов усилителя соответствуют его принципиальной схеме, приведенной на рис. 4.12,*а*.

11.4. ПРОСТЕЙШИЕ КОНСТРУКТОРСКИЕ РАСЧЕТЫ

Расчет установочных параметров элементов

Установочный объем $V_{уст}$ элемента определяют исходя из максимальных (с учетом монтажа) размеров по ширине B, длине L и высоте H. Произведение этих величин с коэффициентом запаса 1,5 определяет установочный объем большинства элементов (кроме полупроводниковых и электровакуумных приборов, резисторов с большой мощностью рассеяния и элементов, работающих при высоких напряжениях): $V_{уст} = 1{,}5\ BLH$.

Сумма установочных объемов элементов меньше полного объема устройства.

На практике обычно пользуются отношением суммы установочных объемов элементов к общему объему устройства. Для таких радиолюбительских конструкций, как блоки питания или радиоприемники, это отношение составляет 0,3—0,6, а для передающих устройств —0,2—0,3.

При компоновке элементов на плоских печатных платах оперируют понятием установочной площади элемента, которую для большинства элементов вычисляют по формуле $S_{уст} = 1{,}25\ BL$. При определении полной площади платы вводят коэффициент ее увеличения, равный 2—3 (другими словами, полная площадь будет в 2—3 раза больше установочных площадей всех элементов).

Оценка тепловых режимов

Детали радиоаппаратуры могут нагреваться за счет как внешних источников тепла (солнечная или тепловая радиация, повышение температуры окружающей среды), так и внутренних (резисторы с большой мощностью рассеивания, мощные транзисторы и диоды, трансформаторы питания и лампы). Повышение температуры влияет на электрические параметры устройства («уходит» настройка на радиостанцию, ухудшается качество работы, повышается энергопотребление, выходят из строя отдельные элементы и т. п.) и на работу различных его механизмов (верньерно-шкальных,

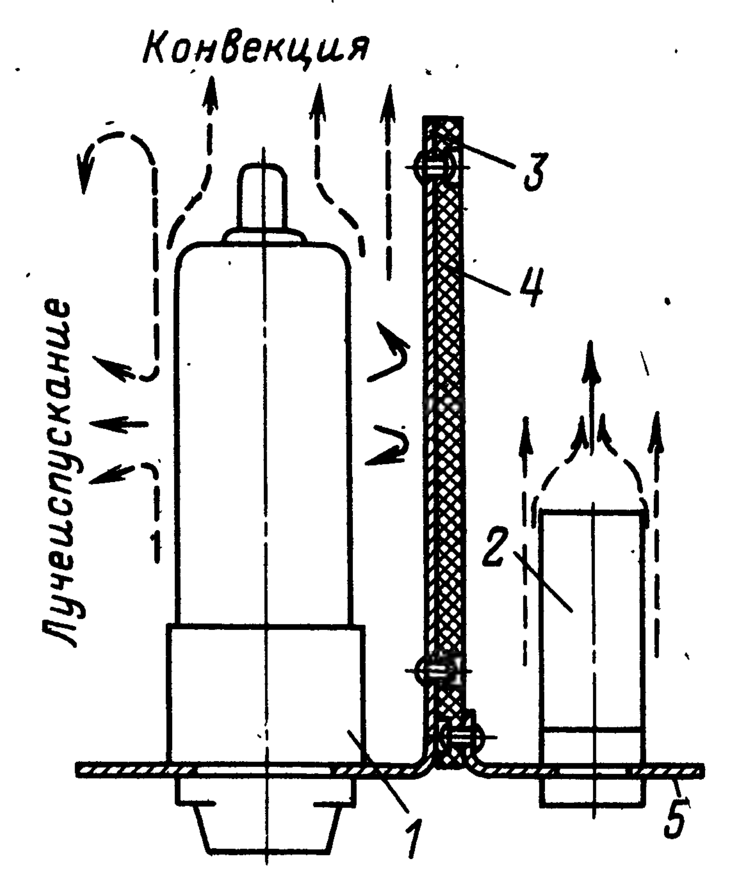


Рис. 11.11

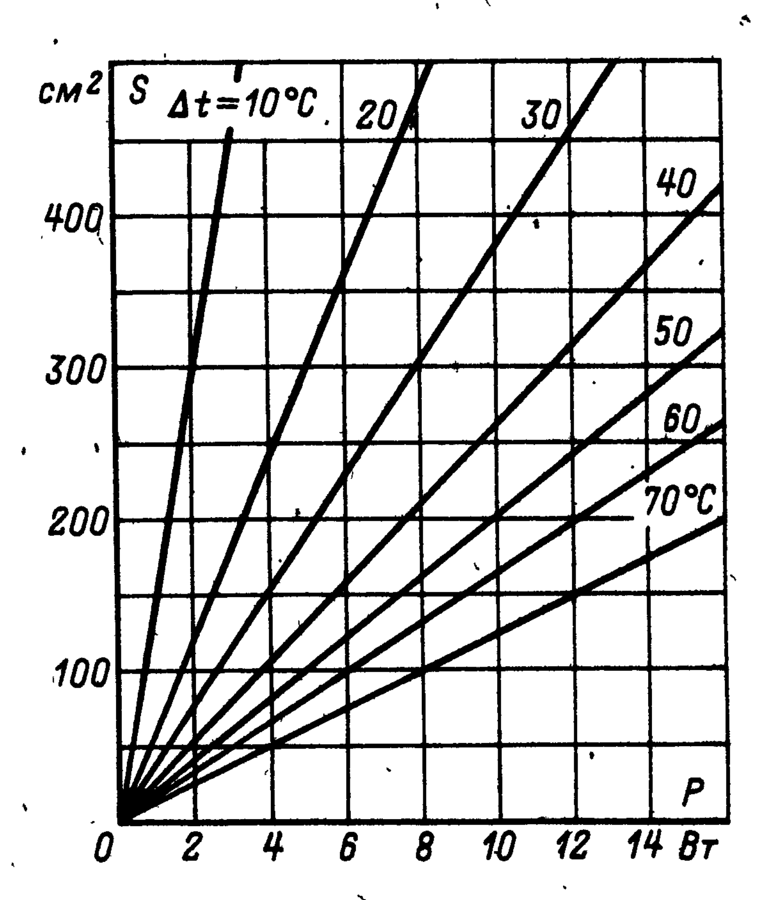


Рис. 11.12

лентопротяжных и т. п.), что проявляется в заедании осей, детонации звука и т. д.

Часто причина нарушения нормальной работы — в неправильном расположении элементов устройства при компоновке. Так, если в передатчике рядом должны быть расположены мощная генераторная лампа и кварцевый резонатор, то их надо разделить тепловым экраном, исключающим перегрев кварца. В этом случае конвективные потоки тепла от лампы *1* (рис. 11.11) не попадут на кварцевый резонатор *2*. Полированная поверхность металлического экрана *3* отражает большую часть лучистых потоков тепла. Для дальнейшего разделения использован теплоизоляционный экран *4*, изолирующий кронштейн *5* от металлического экрана.

Этот пример указывает на то, что при компоновке элементов следует быть внимательным к тепловым потокам в устройстве. Расчеты тепловых режимов аппаратуры весьма сложны и, как правило, недоступны радиолюбителю-конструктору. Поэтому следует внимательно анализировать конструкцию, чтобы правильно оценить качественную картину процессов теплообмена. Для приближенной оценки можно ограничиться вычислением среднего потока тепловой энергии с единицы поверхности футляра. Поскольку КПД радиоаппаратуры обычно намного меньше единицы, то для такой оценки можно пользоваться отношением мощности, потребляемой от источника питания, к поверхности футляра. Это отношение не должно превышать примерно 0,02 Вт/см² для конструкций в металлическом корпусе и 0,01 Вт/см² — и пластмассовом или деревянном корпусе.

Расчет радиаторов для полупроводниковых приборов

Для обеспечения нормального режима работы мощных полупроводниковых приборов используют радиаторы различной конструкции, которые увеличивают эффективность теплоотвода, понижают температуру приборов, увеличивают надежность и срок их службы.

Для расчетов радиаторов необходимо знать целый ряд параметров, определяющих так называемые тепловые сопротивления отдельных участков системы «полупроводниковый прибор — радиатор». К ним относятся тепловые сопротивления «коллекторный переход — корпус транзистора», «корпус транзистора — радиатор» и «радиатор — окружающая среда».

Тепловое сопротивление «коллекторный переход — корпус транзистора (диода)» определяется конструкцией самого прибора и, естественно, не может быть изменено. Для уменьшения теплового сопротивления «корпус транзистора (диода) — радиатор» поверхность радиатора в месте крепления полупроводникового прибора необходимо отшлифовать, проложить между ними тонкую свинцовую прокладку или смазать соприкасающиеся плоскости транзистора и радиатора невысыхающим маслом (например, силиконовым). Если корпус транзистора или диода необходимо изолировать от радиатора, то лучше изолировать весь радиатор от шасси.

Для изготовления в любительских условиях наиболее подходят радиаторы в виде прямой или изогнутой пластины. Расчет таких радиаторов несложен и может быть выполнен по графику, показанному на рис. 11.12. Зная рассеиваемую полупроводниковыми приборами мощность P [Вт] и допустимую температуру перегрева Δt (от 10 до 70°С), определяют площадь поверхности радиатора в виде пластины; ее толщина должна быть 2—4 мм. Следует учесть, что при введении слюдяной прокладки эффективность радиатора уменьшается на 20—50%, а это требует соответствующего увеличения его поверхности.

Конструкции радиаторов

Для изготовления радиаторов радиолюбителям наиболее доступны листовой алюминий или его сплавы. Использование для этой цели меди и ее

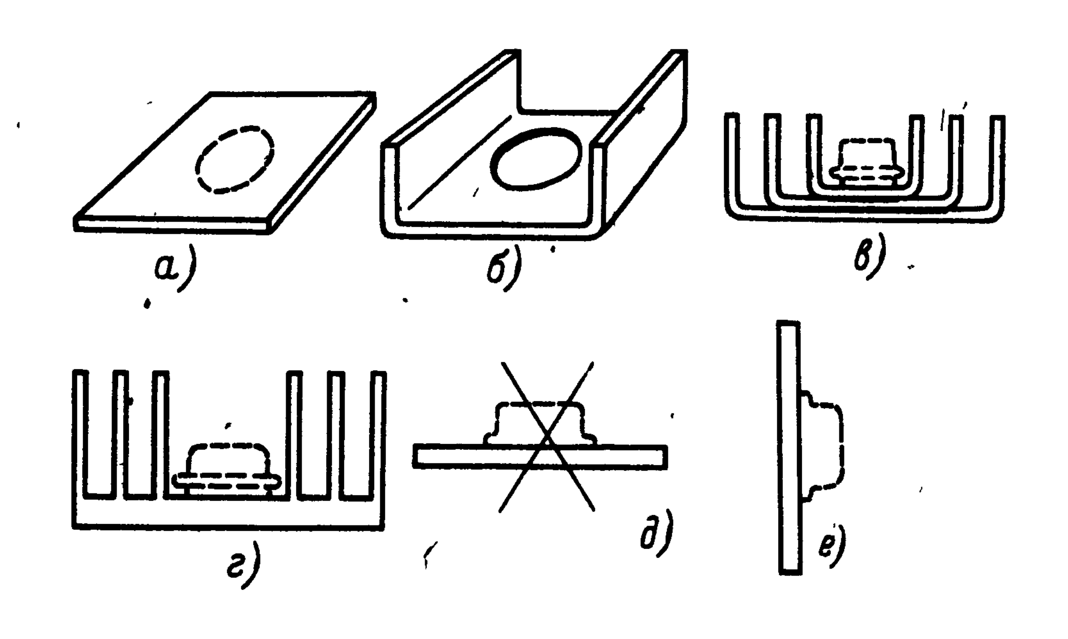


Рис. 11.13

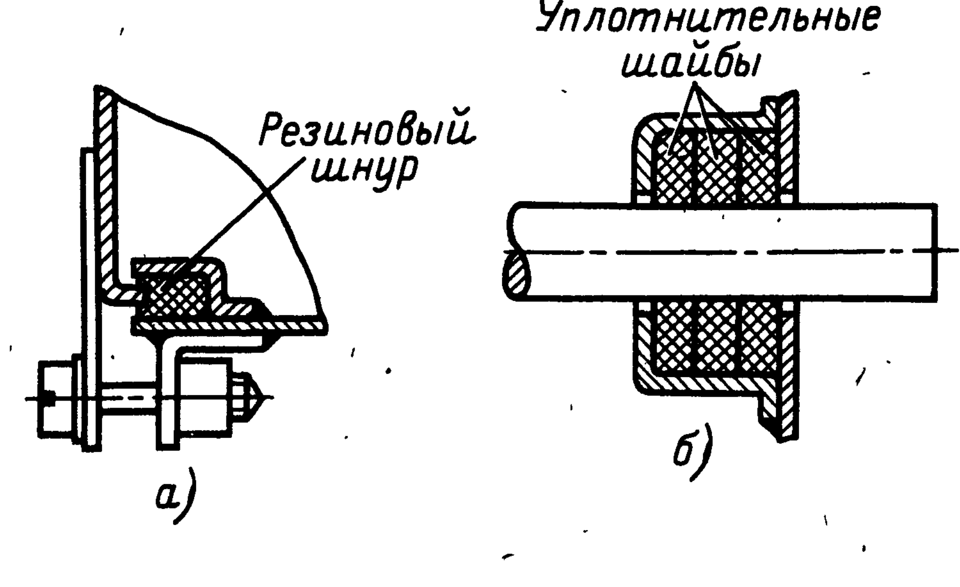


Рис. 11.14

сплавов нецелесообразно, хотя и несколько увеличивает эффективность радиаторов. Дело в том, что радиаторы из этих материалов втрое тяжелее, к тому же медь очень вязка и поэтому плохо обрабатывается резанием.

Простейший радиатор представляет собой пластину (рис. 11.13, *а*). Для уменьшения теплового сопротивления между корпусом полупроводникового прибора и радиатором достаточно зачистить место установки полупроводникового прибора наждачной бумагой. Такой радиатор необходимо располагать вертикально, так как при этом почти вдвое увеличивается его эффективность. Если коллектор мощного транзистора должен быть соединен с металлической монтажной платой, ее можно использовать в качестве радиатора. Место установки диода или транзистора на радиаторе П-образной формы (рис. 11.13, *б*) необходимо обработать торцевой фрезой, чтобы получился ровный плоский участок необходимых размеров.

Основной недостаток самодельного ребристого радиатора (рис. 11.13, *в*) — большое тепловое сопротивление в местах прилегания отдельных пластин (на рисунке эти места выделены жирными линиями), вследствие чего часть поверхности пластин используется неэффективно. От этого недостатка свободны радиаторы, изготовленные из целого куска материала, например, фрезерованием (рис. 11.13, *г*).

Недопустимо для всех выводов транзистора средней или большой мощности делать в радиаторе общую прорезь. Отверстия в радиаторе, через которые проходят выводы электродов полупроводниковых приборов и винты, крепящие их накидные фланцы, должны быть возможно меньшего диаметра. Исключением из этого правила является крепление транзисторов серии ГТ403, которые накидными фланцами не комплектуются: отверстие в радиаторе должно иметь диаметр, при котором обеспечивается тугая посадка цилиндрической части корпуса транзистора в его отверстие.

Для эффективного отвода тепла к радиатору должен быть открыт доступ воздуха, поэтому всегда следует стремиться к тому, чтобы радиаторы были расположены вне корпуса устройства, например на его задней стенке. Горизонтальное расположение пластинчатого радиатора (рис. 11.13, *д*) менее целесообразно, чем вертикальное (рис. 11.13, *е*).

Конструкция уплотнений

Уплотнения применяют для защиты аппаратуры от проникания влаги и пыли. Уплотнительные прокладки (чаще всего резиновые) используют для герметизации мест стыка кожухов с крышками и вводов кабелей. Так, уплотнительная прокладка из резинового шнура (рис. 11.14, *а*) обеспечивает герметичность устройства при погружении его в воду на глубину до 2 м. Для герметизации мест вывода осей регулировочных элементов (осей переменных резисторов, валиков настройки и т. п.) применяют набор фетровых шайб толщиной 3—10 мм (рис. 11.14, *б*), пропитанных жидкими смазочными материалами.

Оценка паразитных связей. Конструкции экранов

При конструировании радиоаппаратуры важно учесть паразитные электрические связи, которые могут возникнуть между элементами устройства. Расчет этих связей очень сложен, поэтому остановимся только на некоторых конкретных рекомендациях по борьбе с ними.

Наиболее целесообразным способом защиты от паразитных взаимодействий является рациональная компоновка элементов устройства, но и в этом случае приходится использовать развязывающие фильтры и экраны.

Развязывающие фильтры, как известно, представляют собой соединение резистора или катушки с конденсатором (рис. 11.15,*а*). Для развязки каскадов ВЧ и ПЧ сопротивление резистора фильтра *R* может быть от 100 Ом до 10 кОм, а емкость конденсатора *C* — от 0,05 мкФ до 4300 пФ. В развязывающих фильтрах НЧ устройств используют резисторы сопротивлением от 50 Ом до 1 кОм и конденсаторы емкостью от 100 до 3 мкФ.

Для экранирования электрического поля (это чаще всего паразитные емкостные связи, зависящие от расстояния между элементами) приме-

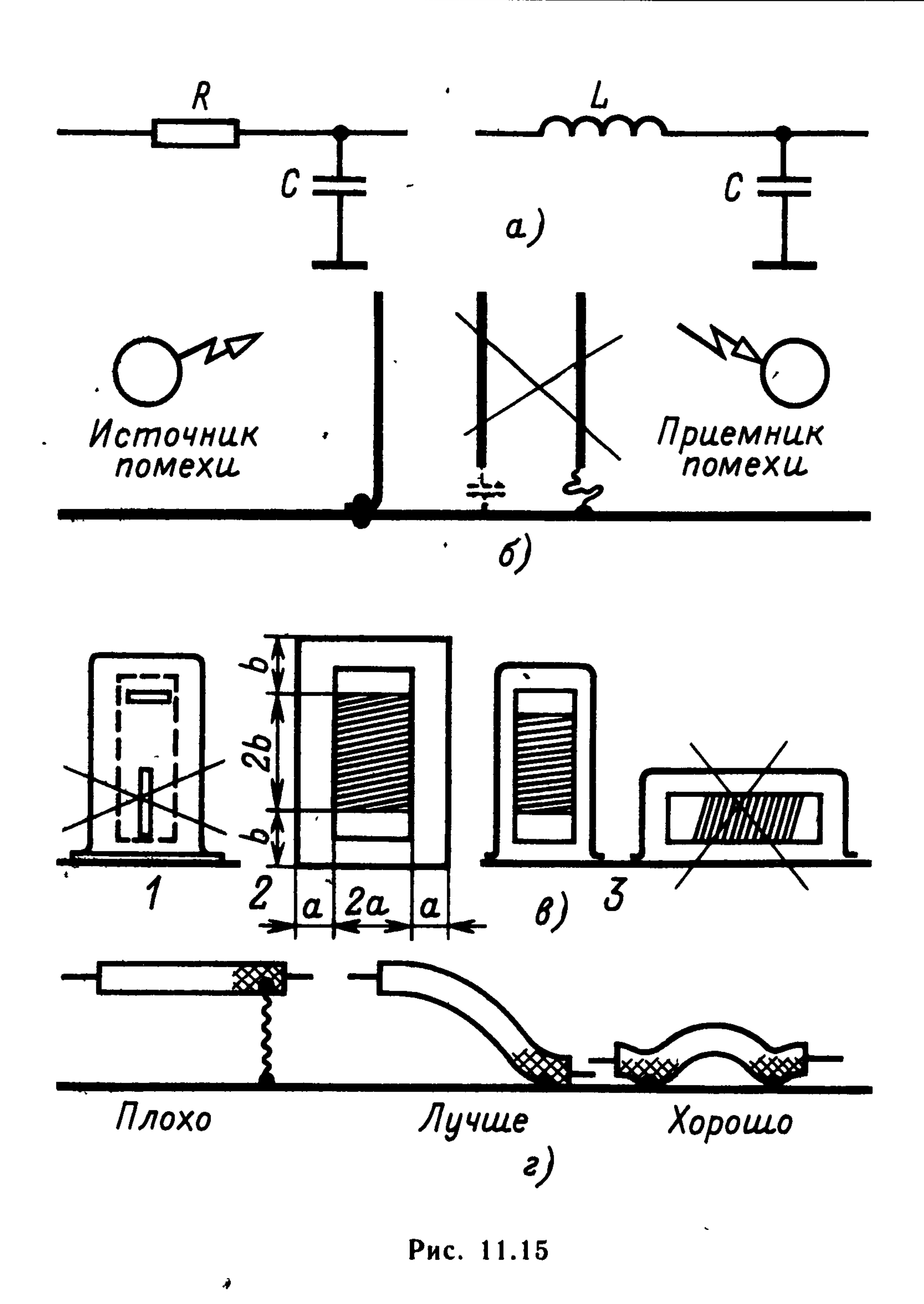


Рис. 11.15

няют металлические перегородки, проводники или кожухи, электрически надежно соединенные с общим проводом устройства (рис. 11.15, *б*). Экраны изготовляют из листовой меди, латуни или алюминиевых сплавов толщиной от 0,3—0,5 до 1 мм (большую толщину выбирают не для повышения эффекта экранирования, а для того, чтобы обеспечить необходимую механическую прочность экрана).

Экранирование магнитного поля, создаваемого трансформаторами звуковой частоты и трансформаторами питания, выполняется с помощью замкнутых экранов, изготовленных из материалов с высокой магнитной проницаемостью (специальные стали, пермаллой). Магнитные головки магнитофонов защищают от внешних электромагнитных полей многослойными экранами (пермаллой — латунь — пермаллой).

Экран катушек при плотной компоновке элементов целесообразно делать квадратного сечения. Размеры экрана следует выбирать так, чтобы они были примерно вдвое больше соответствующих размеров катушки (рис. 11.15, *в, 2*), а ее расположение в экране должно быть таким, как показано на рис. 11.15, *в, 3*.

Экранированные провода следует применять только в крайнем случае, так как они обладают сравнительно большой емкостью, а это в ряде случаев нежелательно. Кроме того, экранированные провода громоздки и требуют защиты оплетки от соединения с другими деталями и экранами, для чего приходится применять изоляционные оболочки. Необходимо экранировать кабели микрофонов и провода от звукоснимателей, записывающих и воспроизводящих магнитных головок.

Экранированным проводом или кабелем часто соединяют антенный разъем или гнезда с входным устройством телевизора или высокочувствительного радиоприемника. Соединять экранирующие оплетки с общим проводом (шасси) устройства следует так, как показано на рис. 11.15, *г*.

Примеры конструкторских расчетов

Расчет установочной площади микросхемы. Ширина и длина корпуса микросхемы 12 мм. Установочная площадь $S_{уст} = 1{,}25\ BH = 1{,}25 \times 1{,}2 \cdot 1{,}2 = 1{,}8$ см^2. С учетом коэффициента использования площади печатной платы (2—3) установочная площадь равна 3,6—5,4 см^2.

Расчет установочного объема элемента. Размеры резистора МЛТ-1 (с учетом монтажа): ширина (с зазором) 7, длина 20, высота (с учетом толщины платы и пайки) 9 мм. Установочный объем $V_{уст} = 1{,}5BLH = 1{,}5 \cdot 0{,}7 \cdot 2 \cdot 0{,}9 = 1{,}89$ см^3. Этот установочный объем можно использовать при компоновочных расчетах только при нагрузке резистора, не превышающей 0,1—0,2 номинальной. Для конденсаторов и остальных элементов определенные таким способом установочные объемы вполне пригодны для практических целей.

Расчет коэффициента использования объема. Сумма установочных объмов элементов 560 см^3, общий объем устройства 1580 см^3. Коэффициент использования объема 560 : 1580 = 0,354.

Сумма установочных объемов элементов приемника 275 см^3. Приняв коэффициент использования объема равным 1/3, получаем, что общий объем приемника должен быть не менее 825 см^3. При использовании в приемнике динамической головки ∅ 60 мм и магнитной антенны с сердечником длиной 120 мм толщина приемника (без учета толщины стенок футляра) должна быть равна 825 : (6× 12) = 11,4 см (114 мм). Из сравнения полученных размеров с размерами деталей, определяющих размеры приемника, видно, что такой приемник выполнить вполне возможно.

Расчет удельной тепловой плотности. Измерительный генератор в металлическом корпусе потребляет от сети 10 Вт. Площадь поверхности корпуса (без учета площади основания) равна 832 см^2. Удельная плотность 10:832 = 0,012 Вт/см^2. Полученное значение меньше допустимого (0,02 Вт/см^2), что гарантирует нормальную работу прибора. Если бы генератор был не в металлическом, а в деревянном или пластмассовом футляре, то для обеспечения нормального теплового режима его работы пришлось либо увеличить поверхность футляра, т. е. его объем, либо сделать в нем вентиляционные отверстия, либо, наконец, поставить радиаторы на все приборы с большой мощностью рассеяния.

Расчет радиатора. Транзистор должен нормально работать при температуре окружающей

среды до 40°С. Допустимая температура его коллекторного перехода не должна превышать 85°С (т. е. перегрев не должен быть выше 45°С). При рассеиваемой мощности 5 Вт и перегреве 50°С (с запасом 5°С) по графику на рис. 11.12 находим $S = 100$ см^2.

11.5. ЭЛЕКТРОМОНТАЖНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ И МОНТАЖ ЭЛЕМЕНТОВ

Области использования различных электромонтажных соединений

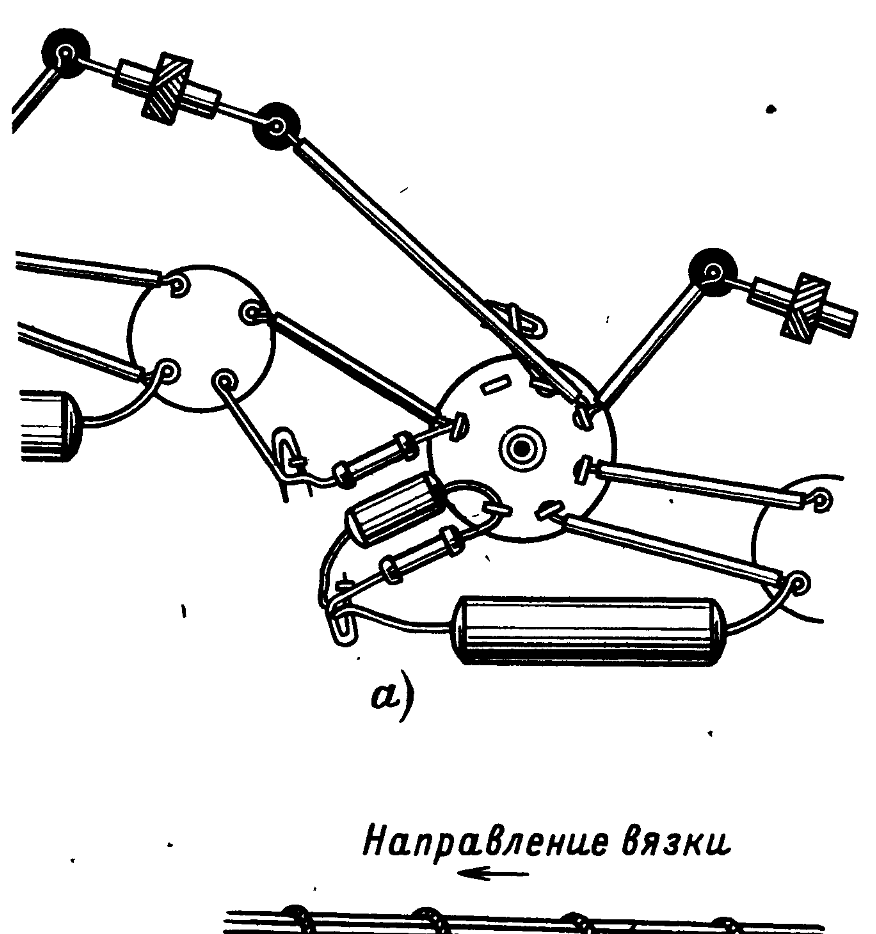
Основой электромонтажных соединений являются проводники из металлов или сплавов с малым сопротивлением, которые соединяют способами, обеспечивающими минимальное переходное сопротивление. В радиолюбительской практике наибольшее распространение получили медные одно- или многожильные провода в изоляции (или без нее) и плоские ленточные проводники, которые получают в результате травления фольгированного материала.

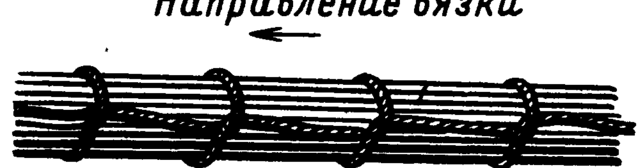
Для соединения проводников используют пайку, штепсельные разъемы и всевозможные зажимные устройства (зажимы, винты). Основной способ соединений в радиоаппаратуре — пайка. Другие виды соединений используются только как вспомогательные.

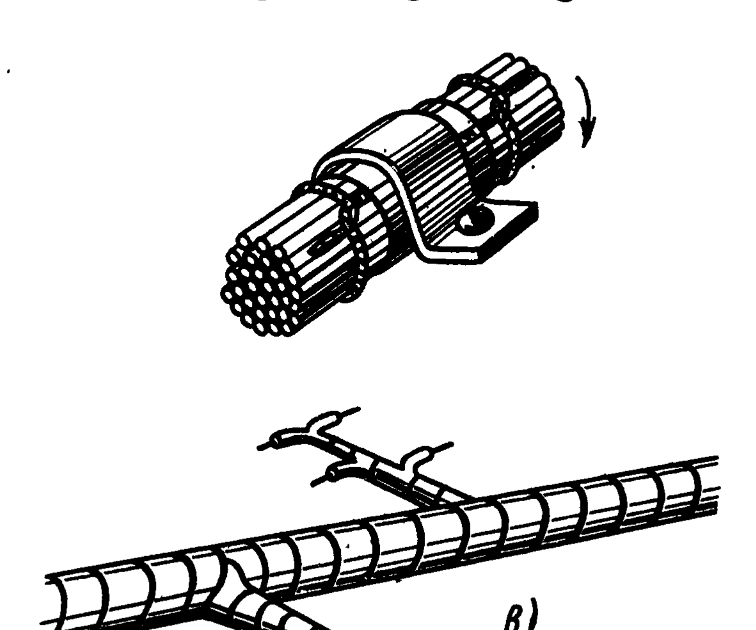
Проволочный монтаж

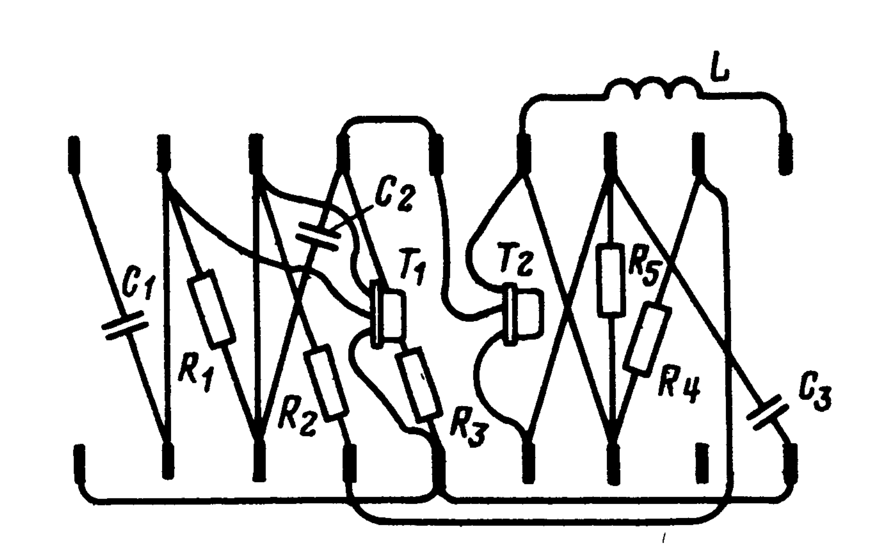
Для проволочного навесного монтажа используют медный посеребренный или луженый провод ⌀ 0,6—1,5 мм. Так как при навесном монтаже провода находятся на сравнительно большом расстоянии (2—10 мм), то обычно нет необходимости защищать их от соединений. Исключение составляют длинные перекрещивающиеся провода, которые необходимо изолировать изоляционными трубочками. Для надежности соединения — механической и электрической (удельное сопротивление припоя в 10 раз выше сопротивления меди) — проводники рекомендуется предварительно закреплять (рис. 11.16, *а*).

Одножильный провод используют и при монтаже на платах с монтажными пистонами и лепестками (рис. 11.16, *б*). При пересечении проводников на них необходимо надеть изоляционные трубки. Лучше всего использовать трубки из тка-









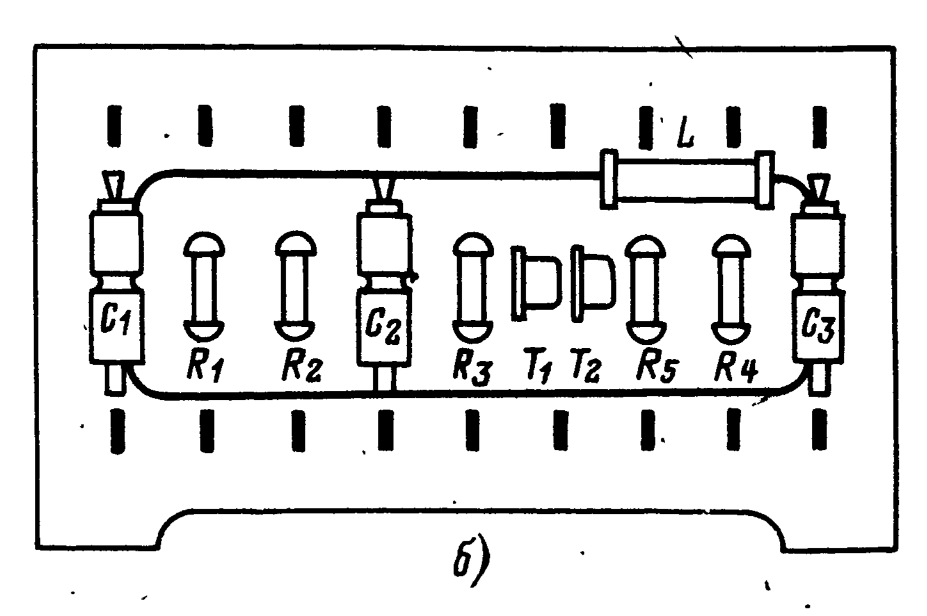


Рис. 11.16

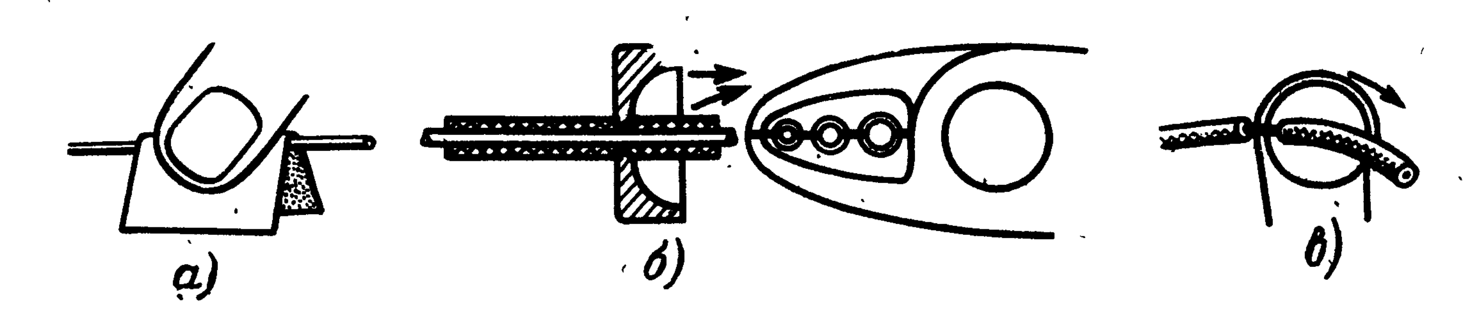


Рис. 11.17

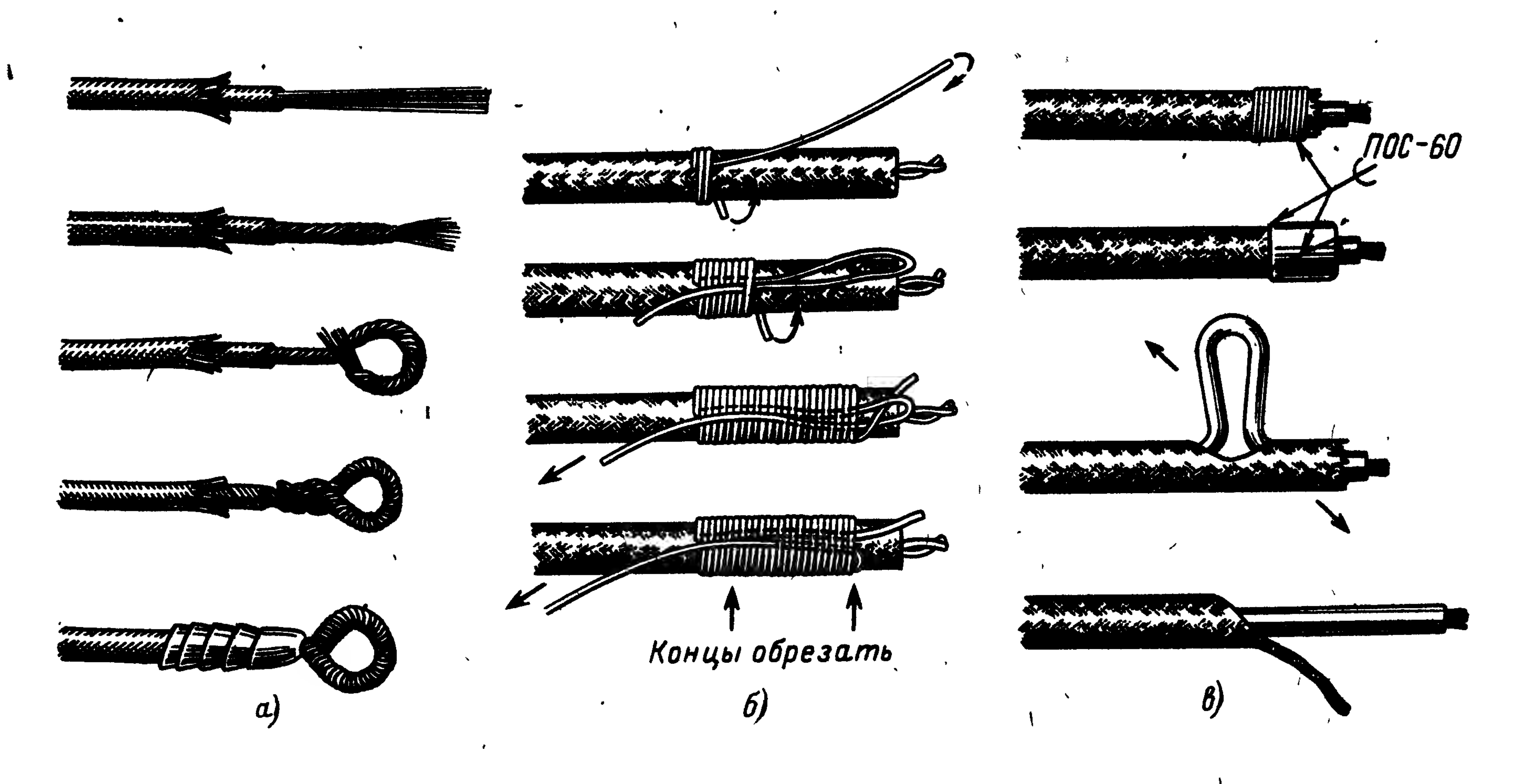


Рис. 11.18

ни, пропитанной электроизоляционным лаком, так как они более стойки к воздействию температуры (например, при пайке). Пластмассовые трубки из поливинилхлорида, полиэтилена при пайке могут оплавиться, из-за чего возникнут замыкания.

Жгутовый монтаж выполняют гибким многожильным проводом с одно- или двухслойной нитяной оплеткой (из шелковой или синтетической нити) и пластмассовой оболочкой. Для того чтобы жгут сохранял круглую форму, его либо обвязывают нитками, либо крепят скобками, клейкой лентой или клеем (рис. 11.16,*в*). Жгуты обвязывают ниткой так, чтобы при ее продергивании получались самозатягивающиеся петли. Для прочности нитки, предназначенные для работы в условиях высокой влажности, протирают воском. Жгут прикрепляют к шасси специальными скобами. Если скоб много, то обвязку можно и не делать. При закреплении проводов клейкой лентой обмотку следует начинать с самого тонкого сечения жгута, иначе при высыхании клея форма жгута может измениться. Проводники можно склеить в плоский жгут и приклеить его к плате или к шасси; однако если шасси изготовлено из металла, то между проводниками и шасси будут большие паразитные емкости.

Очень важно правильно зачистить провод. Эмалевую изоляцию удаляют мелкой наждачной бумагой (рис. 11.17, *а*). Таким же способом можно удалить и нитяную изоляцию, если ее предварительно обжечь в пламени спички или спиртовки. Многожильные эмалированные провода освобождают от изоляции, нагревая конец провода в пламени, а затем погружая его в спирт. Эмаль при этом растрескивается и частично осыпается. После этого провод достаточно протереть ваткой, смоченной спиртом, или самой мелкозернистой наждачной бумагой. Провод, изолированный высокопрочной эмалью (ПЭВ), можно зачищать только наждачной бумагой.

Для удаления пластмассовой или нитяной изоляции удобно пользоваться кусачками, в губках которых просверлены отверстия с острозаточенными краями (рис. 11.17,*б*). Очень простое и эффективное приспособление для удаления изоляции — обжигалка (рис. 11.17, *в*), представляющая собой один виток провода спирали от электроплитки. Длину провода подбирают такой, чтобы при подключении его к источнику низкого напряжения (2—6 В) спираль нагревалась до красного каления за 2—5 с. Раскаленной спиралью сжигают изоляцию в месте касания, и отделившийся ее кусок легко снимается.

Последовательность операции заделки многожильного провода под зажим или винт показана на рис. 11.18, *а*. Для предотвращения разлохмачивания оплетку из ниток оклетневывают (рис. 11.18, *б*). Концы металлической оплетки экранированного провода защищают от разлохмачивания пропайкой проволочных манжет или самой оплетки (рис. 11.18, *в*).

Печатный монтаж

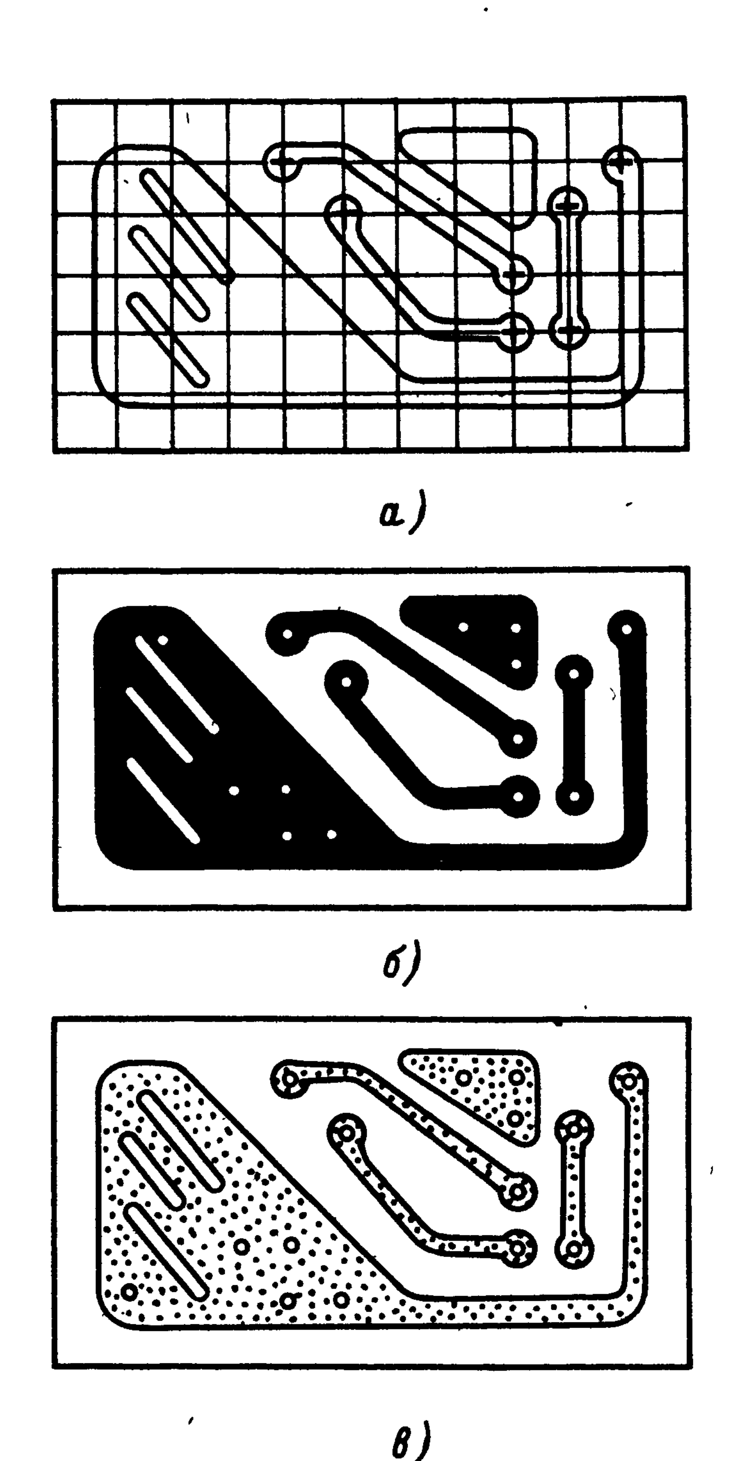
Контуры печатных проводников с оригинала (см. § 11.3) переносят с помощью копировальной бумаги на поверхность платы соответствующего размера, изготовленной из фольгированного гетинакса или стеклотекстолита (рис. 11.19, *а*). При этом нужно быть очень внимательным, чтобы по ошибке не получить на плате зеркальное изображение проводников. Проводники требуемой конфигурации получают химическим травлением или вырезают их контуры механическим способом.

Химическое травление. Участки фольги, которые на полученном рисунке должны оставаться в виде проводников, покрывают нитролаком, цапонлаком или клеем БФ, подкрашенным несколькими каплями чернил (рис. 11.19, *б*). После высыхания краски рисунок проверяют на соответствие чертежу проводников и при необходимости счищают все подтеки краски скальпелем. Затем помещают плату в раствор хлорного железа плотностью 1,3 (в стакан емкостью 200 см^3 кладут 150 г хлорного железа и заливают до краев водой). Само травление лучше вести в фотокювете подходящего размера, помешивая раствор стеклянной палочкой или покачивая кювету. При нормальной комнатной температуре процесс травления медной фольги заканчивается примерно через 1 ч, а при температуре раствора 40—50° С — через 10—15 мин. Готовую плату (рис. 11.19, *в*) тщательно промывают сначала в холодной, а затем в горячей воде, быстро сушат (например, с помощью фена) и сразу же покрывают жидким канифольным лаком (раствором канифоли в спирту). В таком виде проводники платы длительное время сохраняют способность к легкой пайке.

Механический способ. По линиям, ограничивающим поверхности фольгированного материала, с которых необходимо удалить фольгу, с помощью фрезы зубоврачебного бора, зажатого в патрон, укрепленный на валу быстроходного электродвигателя (рис. 11.19, *г*), «сфрезеровывают» фольгу на глубину, несколько большую, чем ее толщина. Эту же работу можно выполнить с помощью резака, изготовленного из обломка ножовочного полотна (рис. 11.19, *д*). Поверхность готовой платы до установки деталей тщательно очищают от металлических стружек и пыли и также покрывают канифольным лаком. Следует учесть, что из-за нарушения поверхности изоляционного материала качество изготовленной механическим способом платы хуже, чем при применении метода травления фольги. Тонкий фольгированный гетинакс для получения проводников механическим способом непригоден.

В центрах контактных площадок просверливают отверстия диаметром, несколько большим, чем диаметр выводов применяемых элементов (радиодеталей).

Фольгированный материал для печатных плат можно изготовить и в домашних условиях. Основой могут служить гетинакс, текстолит, стеклотекстолит толщиной 1—2 мм; фольгу можно взять медную или латунную толщиной примерно 0,05—0,06 мм. Зачистив материал основы и одну сторону фольги мелкозернистой наждачной бумагой, их промывают в растворе соды, ацетоне или эфире (можно просто тщательно протереть их поверхности марлевым тампоном с обезжиривающим составом) и покрывают тонким слоем клея БФ-2 и БФ-4. После того как один слой слегка подсохнет, наносят на основу и фольгу второй слой клея, помещают их под пресс и сушат в течение 48 ч при комнатной температуре или 3—4 ч при температуре 100°С.



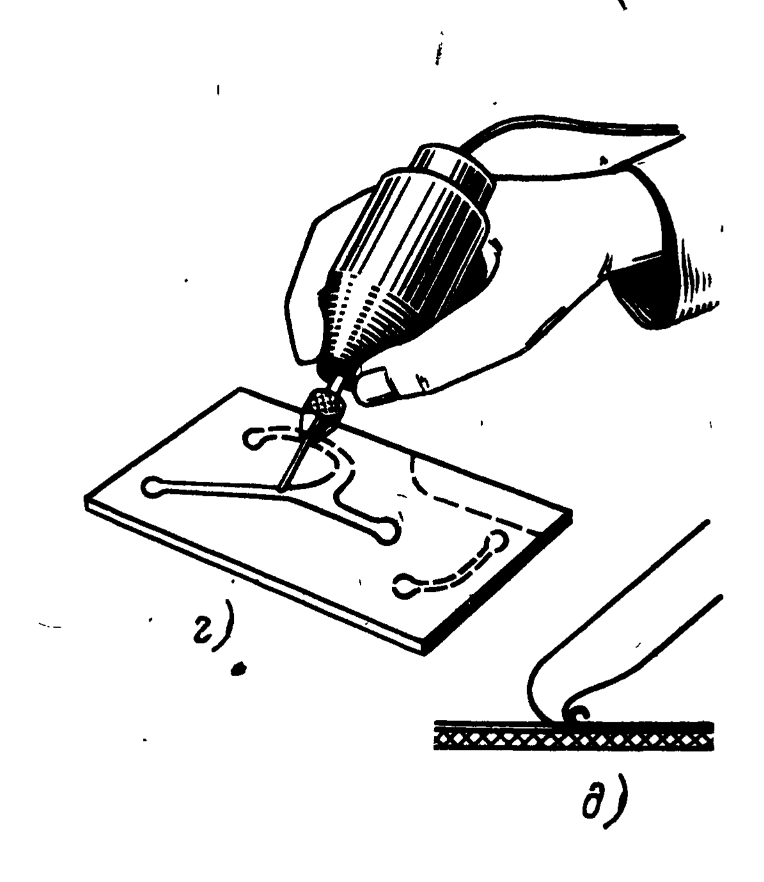


Рис. 11.19

Монтаж элементов радиоаппаратуры

На печатных платах с односторонним фольгированием транзисторы, полупроводниковые диоды, резисторы и конденсаторы размещают со стороны, свободной от фольги, пропускают их выводы сквозь отверстия в контактных площадках и припаивают выводы к печатным проводникам.

При монтаже полупроводниковых диодов, транзисторов, микросхем, резисторов, конденсаторов, переключателей, реле, ламповых панелей и разъемов следует руководствоваться правилами их монтажа, выполнение которых гарантирует нормальную работу этих элементов. Эти правила следующие:

1. Так как современные элементы имеют малые размеры, а некоторые и сложное устройство, все электромонтажные операции надо выполнять тщательно и аккуратно.

2. Перед пайкой можно проводить формовку только выводов, выполненных из тонкого материала. При этом выводы допустимо изгибать на расстоянии не менее 5—8 мм от корпуса или вершины стеклянного проходного изолятора (рис. 11.20, *а*), а радиус изгиба должен быть, по крайней мере, в 3 раза больше диаметра вывода (рис. 11.20,*б*).

3. Пайку выводов обычных радиоэлементов, в том числе биполярных транзисторов, можно выполнять с применением стандартного паяльника мощностью 40 Вт, рассчитанного на непосредственное включение в электросеть напряжением 220 или 127 В. При монтаже аппаратуры с полевыми транзисторами и микросхемами следует применять низковольтный паяльник с регулируемой температурой нагрева. Включают такой паяльник через понижающий трансформатор, заземляя его вторичную обмотку. Применение автотрансформатора недопустимо!

Процесс пайки должен быть кратковременным — не более 3—8 с. Повторную пайку того же соединения (при необходимости) можно проводить не ранее чем через 3—4 мин.

Выводы элементов во время пайки необходимо держать плоскогубцами (рис. 11.20,*в*) или использовать другой какой-либо теплоотвод, иначе возможен перегрев элементов, что может привести к необратимому ухудшению их параметров (наиболее чувствительны к перегреву полупроводниковые приборы и микросхемы).

4. Поскольку полевые транзисторы и микросхемы могут быть повреждены электрическими зарядами небольшого потенциала, при монтаже этих полупроводниковых приборов необходимо принимать следующие дополнительные меры защиты:

а) работу проводить на столе, поверхность которого покрыта хлопчатобумажным материалом или антистатическим линолеумом;

б) применять деревянные стулья с матерчатой (не синтетической!) обивкой и электропроводящие настилы под ногами, обувь на кожаной подошве и одежду из хлопчатобумажной ткани;

в) заземлять надежно рабочий инстумент (жало паяльника, пинцет и т. п.) и корпус (общую шину) монтируемого устройства, панели; использовать заземляющий браслет;

г) исключать возможность соприкосновения выводов полевых транзисторов и микросхем с предметами, для которых свойственна возможность сильной электризации, например с предметами из синтетических материалов.

5. Пайку выводов переключателей и реле следует вести так, чтобы в контакты не попали расплавленный флюс и припой (рис. 11.20,*г*), которые могут нарушить нормальную работу этих элементов.

6. При подпаивании проводников к контактам ламповых панелей или разъемов необходимо в панели вставлять радиолампы, а в разъемы — их ответные части; это уменьшает вероятность затекания в контакты расплавленного припоя и флюса.

7. Для закрепления деталей (кроме малогабаритных) на плате следует пользоваться клеем, специальными держателями и скобами (рис. 11.20,*д*).

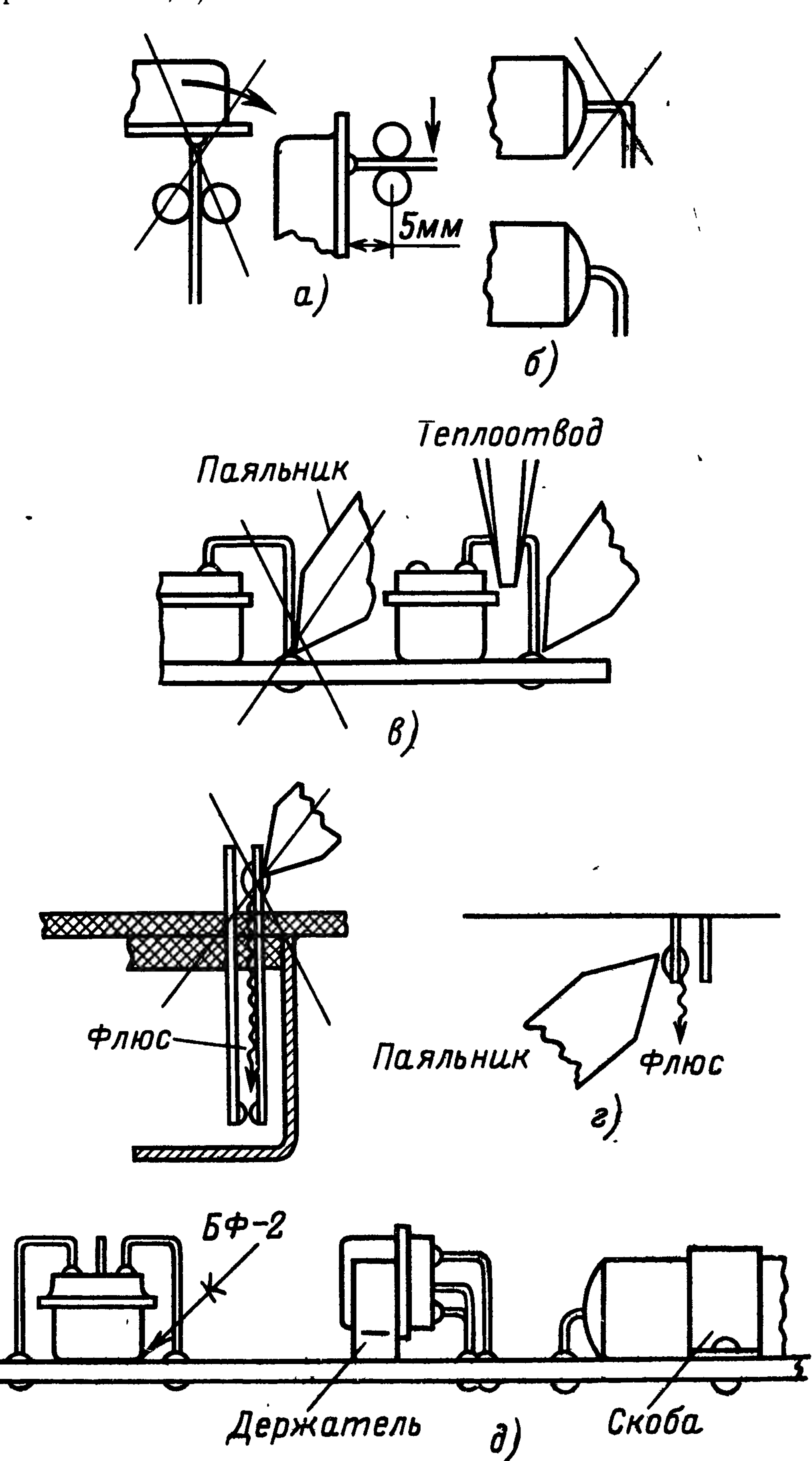


Рис. 11.20

11.6. ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИЙ

Футляры и кожухи

Футляр и кожух — неотъемлемые части радиоустройств. Их назначение состоит в том, чтобы защитить радиодетали и монтаж от внешних механических и климатических воздействий, обеспечить необходимые акустические и эстетические показатели, удобство эксплуатации.

Футляры изготавливают из дерева, пластмассы или папье-маше, кожухи — из металла. Кожухи обладают повышенной механической прочностью и защищают конструкцию от электрических помех. Чаще всего металлические кожухи используют в измерительных приборах.

Футляры для малогабаритных радиоприемников могут иметь рамочную конструкцию (рис. 11.21), основой которой является рамка из деревянных планок толщиной 3—5 мм, а передняя и задняя стенки изготовлены из тонкой фанеры. Углы рамки можно связать в шип (рис. 11.21, *а*), соединить с помощью металлических угольников (рис. 11.21, *б*) или шурупов (11.21, *в*). Вариант соединения, показан на рис. 11.21, *в*, рекомендуется в том случае, если футляр необходимо покрыть лаком

Для легких малогабаритных устройств футляр можно изготовить из папье-маше. Для этого из куска дерева или пенопласта делают модель футляра, покрывают ее воском и последовательно оклеивают влажными листами газетной бумаги с жидким столярным клеем, давая каждым двумтрем слоям просохнуть. После окончательной сушки в течение двух-трех суток футляр грунтуют, окрашивают, аккуратно распиливают, еще раз окрашивают и полируют.

Кожухи изготавливают из листовых (толщиной 0,5—1,5 мм), алюминиевых и медных сплавов (латуни) и жести. Пайка алюминия и его сплавов в домашних условиях затруднена, поэтому детали кожухов из этих материалов соединяют заклепками или винтами. Латунь и жесть легко паяются, что значительно упрощает изготовление кожухов.

Рис. 11.21

а) б) Угольник в)

Декоративные покрытия

Деревянные поверхности отделывают различными способами: окрашивают, лакируют, оклеивают декоративными пленками. До окрашивания футляр необходимо хорошо просушить, аккуратно замазать все щели и неровности поверхности шпатлевкой (лучше использовать нитрошпатлевку, которая быстро сохнет и хорошо шлифуется). После этого футляр покрывают вначале двумятремя слоями грунта, а затем тремя—пятью слоями нитроэмали. Очень удобно пользоваться грунтами и эмалями в аэрозольной упаковке рижского химического завода «Аэрозоль». В аэрозольной упаковке выпускаются грунт марки 147 и нитроцеллюлозные эмали разного цвета. Можно использовать и нитроэмали для кожи. После окраски поверхность футляра полируют.

При лакировке требуется очень тщательная подготовка поверхности: заделка пороков древесины с учетом ее рисунка, неоднократная шлифовка предварительно смоченной поверхности вдоль и поперек волокон (для удаления ворса) и сушка. После этого с помощью пульверизатора наносят мебельный лак НМЦ (светлый или темный).

Используя самоклеящуюся декоративную отделочную пленку марки ПДС0,12, можно без особых затрат труда и времени получить сравнительно высокое качество отделки. Пленка хорошо приклеивается к древесине, металлу, древесностружечной плите и другим материалам. Прочность приклеивания тем выше, чем меньше воздушных пор под пленкой.

Для отделки больших поверхностей можно использовать декоративный бумажнослоистый пластик (ГОСТ 9590—61), на поверхность которого нанесен рисунок, имитирующий ценные породы древесины, малахит, мрамор и т. п.

Шкалы и приводные устройства

Шкала радиоприемника или измерительного прибора должна обеспечить оператору удобство в работе и иметь определенную эстетическую ценность, так как она обычно является одним из композиционных центров внешнего вида изделия. Неотъемлемым элементом шкалы является ее приводное устройство.

Конструкции шкал и приводных устройств показаны на рис. 11.22, *а*, *б* и *г*. Круглая шкала может быть выполнена в виде плоского диска, к которому прижимается осью так называемый фрикционный верньер. Если диск тонкий, то на оси верньера ставят подпружиненную шайбу (рис. 11.22, *б*). Малогабаритный верньер, обеспечива-

13 Зак. 663

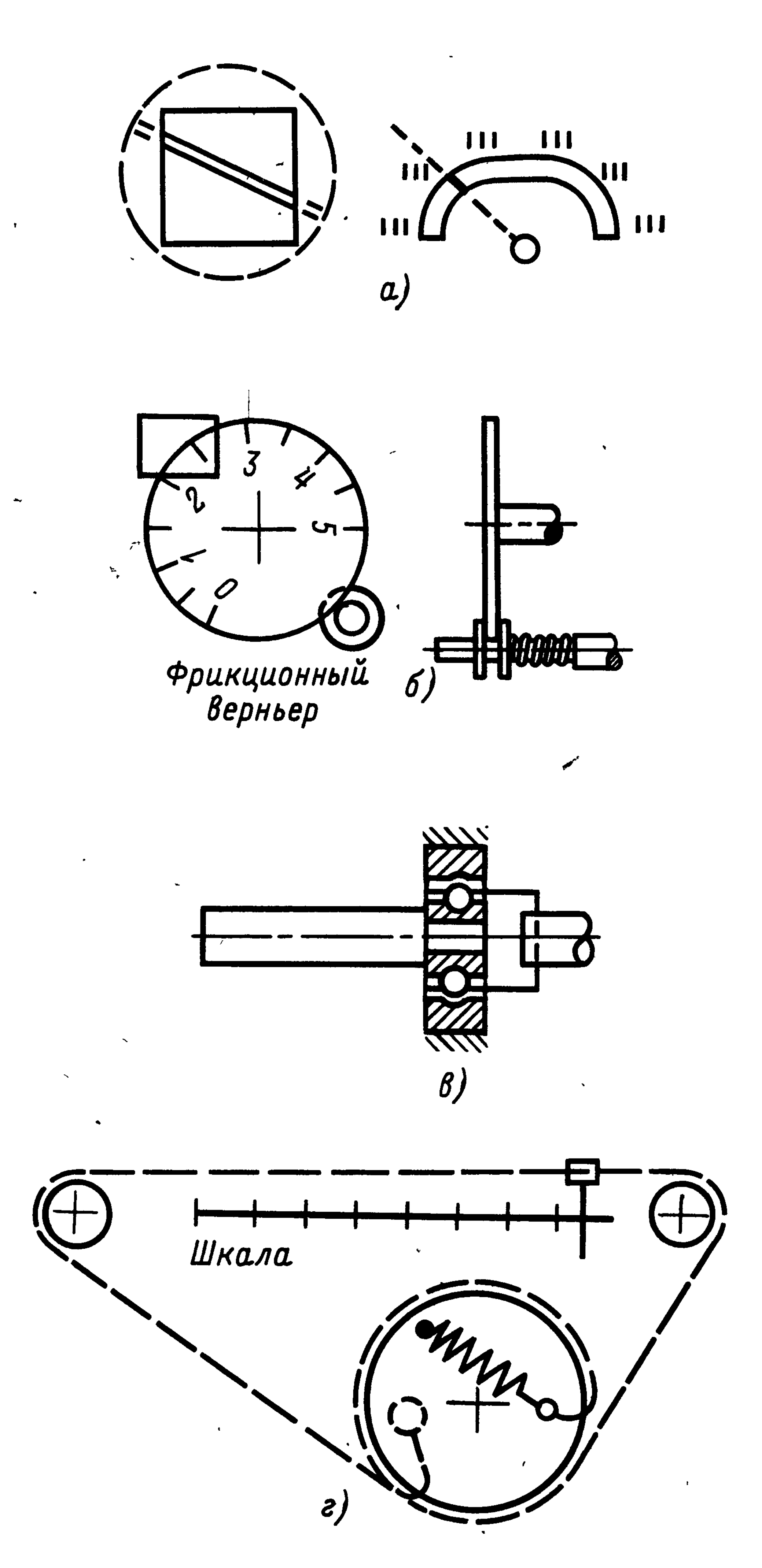


Рис. 11.22

ющий передаточное число около 3, можно изготовить из шарикоподшипника (рис. 11.22, *в*).

Верньер может быть выполнен на основе фрикционных и зубчатых передач (например, от механизмов старых часов) или передачи с гибкой нитью (тросиком) — рис. 11.22, *г*. Тросиком могут служить металлическая струна от балалайки или мандолины, жильная струна скрипки, многожильная капроновая, хлопчатобумажная или шелковая леска. Для повышения трения между валиком настройки и тросиком можно использовать толченую канифоль. Обязательным элементом передач с гибкой нитью является пружина, натяжением которой выбирается люфт механизма.

В радиолюбительских условиях наиболее доступен фотографический способ изготовления шкал. В этом случае оригинал шкалы вычерчивают в большом масштабе, надписи и цифры наклеивают (их можно вырезать из старых газет, журналов, проспектов). После фотографирования и уменьшения до натуральной величины получается очень четкая шкала.

Технологические советы

Обработка стальных деталей. Для получения хорошего качества защитных и декоративных покрытий поверхности стальных деталей необходимо обезжирить, пассивировать и декапировать. Для обезжиривания можно использовать следующие растворы: сода кальцинированная (или поташ) 100—150 г/л и жидкое стекло 2—3 г/л; сода кальцинированная 20 г/л и хромпик 1 г/л.

Для пассивирования, после которого поверхность металла делается пассивной в электрохимическом отношении, деталь следует поместить либо в 5%-ный раствор хромовой кислоты (75°С), либо в насыщенный раствор хромпика (60°С), либо в мыльный раствор (100°С).

Для декапирования — химического удаления пленки окиси с поверхности детали — используют 5%-ный раствор серной или соляной кислоты. После обработки кислотой необходимо промыть детали в проточной воде. Одно из простейших защитных покрытий стальных деталей — воронение (образование на поверхности детали пленки окислов). Для этого деталь шлифуют и, если надо, полируют, тщательно обезжиривают и после нагрева до температуры 220—325°С (например, в духовом шкафу) протирают ветошью, смоченной конопляным маслом. Другие растительные масла дают менее приятные цвета воронения.

Для получения прочных лакокрасочных покрытий поверхности стальных деталей необходимо тщательно очистить от ржавчины. Для этого деталь помещают в керосин на несколько часов, протирают рыбьим жиром, который через 1,5—2 ч удаляют вместе со ржавчиной.

Для быстрого удаления ржавчины рекомендуется в течение нескольких минут промыть деталь в растворе хлорного олова, а затем в теплой воде. Небольшие следы ржавчины удаляют кашицей из толченого древесного угля, замешанного на машинном масле.

После очистки поверхности деталь покрывают грунтом (его слой должен быть не более 0,2 мм толщиной, иначе уменьшится прочность лакокрасочного покрытия), а затем наносят в два или большее число слоев краски мягкой кистью (слои должны быть взаимно перпендикулярны) или пульверизатором, используя аэрозольные лаки и краски.

Обработка деталей из меди и ее сплавов. Медь и ее сплавы очищают механическим путем шкуркой, либо кашицей из мелкой поваренной соли с уксусом. Для обезжиривания используют смесь гашеной извести 35 г/л, едкого кали 10 г/л и жидкого стекла 3 г/л либо едкого натра 75 г/л и жидкого стекла 20 г/л, в которые помещают на 1 ч деталь при температуре раствора 90°С. Декапирование проводят в течение 1 мин в 5%-ном растворе серной кислоты.

Для никелирования зачищенную (если надо, то и отполированную) и обезжиренную деталь помещают в смесь 10%-ного раствора хлористого цинка («паяльная кислота») и сернокислого никеля, которого должно быть в растворе столько, чтобы он имел густо зеленый цвет. После подготовки раствор нагревают до кипения и погружают в него на 1—2 ч деталь. После окончания процесса никелирования деталь переносят в меловую воду (10—15 г мела на стакан воды) и слегка протирают ветошью. После этого деталь промывают и протирают насухо.

Для серебрения можно воспользоваться отработанным фиксажем, в 300 мл которого добавляют 1—2 мл нашатырного спирта и 2—3 капли формалина; раствор следует хранить и работать с ним только в темноте. Зачищенную и промытую обезжиренную деталь помещают в раствор на 0,5—1,5 ч, после чего промывают в теплой воде, высушивают и протирают мягкой ветошью. Для растворов следует применять либо дистиллированную воду, либо воду, полученную изо льда бытовых холодильников.

Обработка деталей из алюминия и его сплавов. В любительских условиях чаще всего приходится выполнять операции обезжиривания, оксидирования, осветления и травления.

Для обезжиривания можно использовать смесь из тринатрийфосфата 50 г/л, едкого натра 10 г/л и жидкого стекла 30 г/л, либо только едкий натр 50 г/л. Время обезжиривания первым раствором 2—3 мин при температуре раствора 50—60°С, вторым — 3—5 мин при 50°С.

Оксидирование выполняется в растворе из углекислого натрия 50 г/л, хромовокислого натрия 15 г/л и едкого натра 2,5 г/л при температуре 80—100°С в течение 10—20 мин. Затем деталь промывают в воде и помещают в кипяток на 15—20 мин. Высушенную деталь желательно покрыть бесцветным лаком.

Для осветления деталь протирают раствором из буры 50 г/л и нашатырного спирта 5 мл/л, после высыхания которого деталь протирают ветошью. Для осветления силуминовых деталей (сплав алюминия с кремнием) деталь зачищают, обезжиривают и помещают на 10—20 мин в раствор из хромового ангидрида 100 г/л и серной кислоты с удельным весом 1,84 (10 г/л), после чего деталь промывают и сушат.

Разные технологические советы. Радиолюбительская практика выработала целый ряд простых и полезных технологических советов, часть из которых здесь приводится.

Места паек на печатной плате удобно закрашивать цапонлаком, изготовленным из нитроцеллюлозного клея «Аго», который разбавляют ацетоном в соотношении примерно 1 : 6 (по объему) и добавляют пасту для шариковых ручек желаемого цвета.

Если нужно сделать какие-либо надписи на передних панелях, шкалах или футлярах, то для этого можно использовать самодельные чернила из пасты от шариковых авторучек и дихлорэтана; смешивать надо в хорошо закрывающемся сосуде. Соотношение пасты и растворителя подбирается экспериментально. Надписи, выполненные такими чернилами, хорошо удерживаются на органическом стекле, винипласте, полистироле, поливинилхлориде и других пластиках и не смываются водой. Можно использовать также переводные буквы и цифры с сухих деколей (переводных знаков с прозрачных пленок).

Для нанесения защитного рисунка на заготовках печатных плат можно использовать пасту от шариковых авторучек. Для этого лучше всего подогреть пластмассовую трубку пишущего стержня над огнем спички, растянуть трубку и в месте утоньшения трубки (после остывания) разрезать ее лезвием бритвы. Такой «рейсфедер» мягко пишет и легко промывается. Другой способ выполнения рисунка печатных проводников — использование баллончика для заправки рейсфедеров тушью, в который наливается асфальто-битумный лак или лак БТ-242. Ширина дорожки получается 1—2 мм, а капля лака на конце баллончика позволяет выполнять контактные площадки ∅ 3—4 мм.

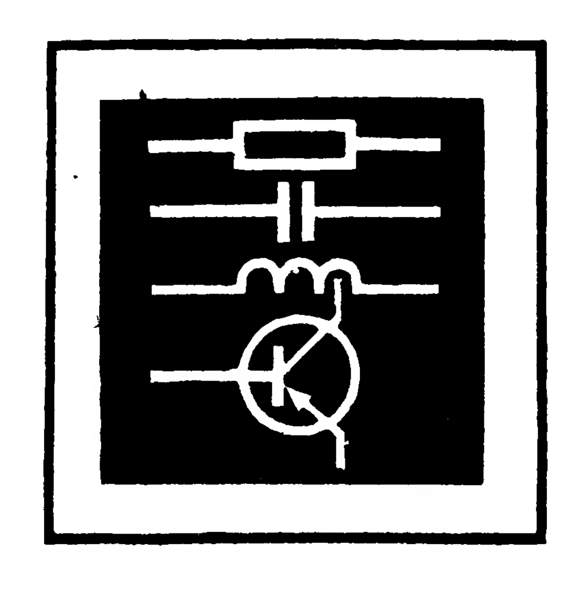
Для облегчения пайки проводники печатных плат следует облудить, что проще всего сделать следующим образом. Проводники зачищают до блеска мелкозернистой шкуркой и покрывают тонким слоем раствора канифоли в спирте. Затем пропитав кончик отрезка металлической оплетки кабеля припоем ПОС-61 или более легкоплавким, надо протирать оплеткой, постепенно подпитывая ее припоем так, чтобы слой полуды был минимальной толщины.

Простейшим механическим способом зачистки поверхности металлических деталей является использование красного ученического ластика для чернил. Таким ластиком можно очистить от окислов выводы деталей, участки проводников печатной платы, контакты.

Для облегчения выполнения монтажных работ очень полезной может оказаться «третья рука», выполненная из одного или нескольких зажимов «крокодил», особенно если они имеют возможность поворачиваться для закрепления детали при пайке практически в любом положении.

Для качественной пайки выводов микросхем их необходимо одинаково отформовать, что можно сделать с помощью простейшего приспособления из органического стекла (в виде двух деталей, выполняющих роль пуансона и матрицы), части которого сдвигаются на двух направляющих. При макетировании целесообразно выполнять переходные монтажные панельки для выводов микросхем, чтобы не делать многократных перепаек выводов.

В качестве декоративной панели громкоговорителя лучше всего использовать пластмассовые сетки для окон с широкими ячейками, под которые желательно поместить полотно из темной марли. Сама сетка выпускается различных цветов, а при необходимости может быть окрашена нитроэмалью из пульверизатора.



КОМПОНЕНТЫ И ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОАППАРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 12

СОДЕРЖАНИЕ

12.1. РЕЗИСТОРЫ

Параметры резисторов

Номинальное сопротивление $R_{\text{ном}}$ — сопротивление, указанное на резисторе. Фактическое сопротивление резистора может отличаться от номинального на значение, не превышающее допускаемое отклонение.

Согласно ГОСТ 2825—67 установлено шесть рядов номинальных сопротивлений Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192. Цифра после буквы Е указывает

число номинальных значений в данном ряде. Допускаемые отклонения от номинальных значений также нормализованы и указываются в процентах в соответствии с рядом ±0,01; ±0,02; ±0,05; ±0,1; ±0,2; ±0,5; ±10; ±20; ±30.

Таблица 12.1. **Ряды номинальных сопротивлений резисторов широкого применения**

Индекс рядов	Числовые коэффициенты, умножаемые на любое число, кратное 10	Допускаемое отклонение сопротивления от номинального, %
E6	1,0 1,5 2,2 3,3 4,7 6,8	±20
E12	1,0 1,5 2,2 3,3 4,7 6,8	±10
	1,2 1,8 2,7 3,9 5,6 8,2	±10
E24	1,0 1,5 2,2 3,3 4,7 6,8	±5
	1,1 1,6 2,4 3,6 5,1 7,5	±5
	1,2 1,8 2,7 3,9 5,6 8,2	±5
	1,3 2,0 3,0 4,3 6,2 9,1	±5

Номинальные сопротивления должны соответствовать числам, приведенным в табл. 12.1, и числам, полученным путем умножения табличных чисел на 10^n, где n —целое положительное или отрицательное число.

Номинальная мощность рассеяния $P_{ном}$ — максимально допускаемая мощность, которую резистор может длительное время рассеивать при непрерывной электрической нагрузке в заданных условиях, сохраняя параметры в установленных пределах. Ограничивающими факторами при работе резистора являются температура нагрева и максимальное напряжение. Поэтому с повышением температуры допускаемая мощность рассеяния снижается (см., например, рис. 12.1, *а*, *б*).

Значения $P_{ном}$ [Вт] устанавливаются согласно ГОСТ 9663—61 и выбираются из ряда: 0,01; 0,025; 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5; 8; 10; 16; 25; 50; 75; 100; 160; 250; 500.

Напряжение, которое может быть подано на резистор, не должно превышать значения, рас-

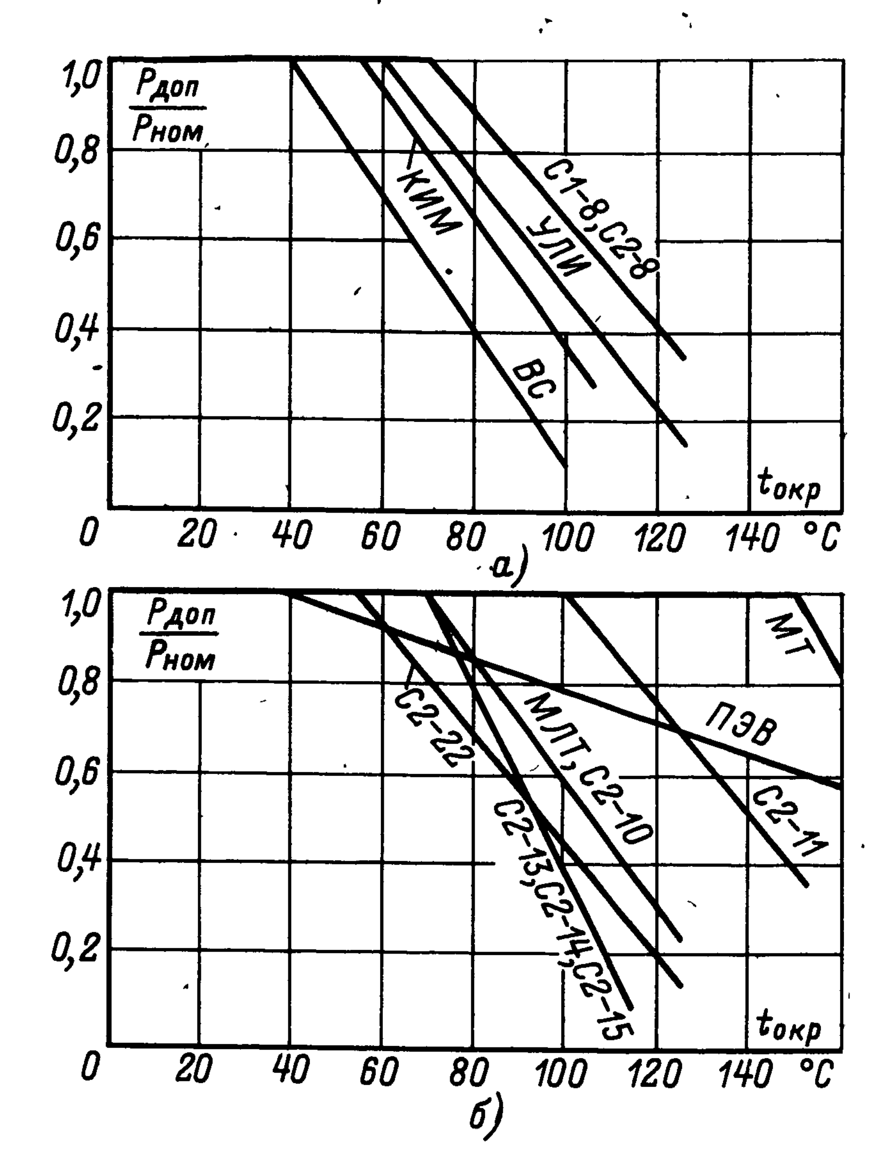


Рис. 12.1

считанного исходя из номинальной мощности рассеяния $P_{ном}$ и номинального сопротивления $R_{ном}$, $V_{max}=\sqrt{P_{ном}R_{ном}}$ или предельного рабочего напряжения (в зависимости от того, какое из этих значений меньше).

Номинальные сопротивления для точных и прецизионных резисторов (с допускаемым отклонением менее ±5%) вычисляют по формуле $R_{ном}=\sqrt[m]{10^n}$, где $m=48$, 96, 192 (номер ряда); n — целое положительное число от 1 до m.

Типовые обозначения резисторов установлены ГОСТ 13453—68 и состоят из букв и цифр (табл. 12.2). Буквы обозначают группу изделий, число, стоящее после букв, — конструктивную разновидность, каждой из которых присваивается поряд-

Таблица 12.2. **Система сокращенных обозначений резисторов**

Первый индекс	Второй индекс	Третий индекс	Пример обозначения
С — резисторы постоянные СП — резисторы переменные	1 — непроволочные, поверхностные, углеродистые и бороуглеродистые; 2 — непроволочные, поверхностные, металлопленочные и металлооксидные; 3 — непроволочные, композиционные, поверхностные; 4 — непроволочные, композиционные, объемные; 5 — проволочные	Вариант исполнения резисторов одной группы по характеру проводящего слоя	С1-I (резисторы постоянные, непроволочные, поверхностные, углеродистые)
СТ — резисторы термочувствительные (терморезисторы)	1 — кобальто-марганцевые; 2 — медно-марганцеые; 3 — медно-кобальто-марганцевые; 4 — никель-кобальто-марганцевые	Вариант исполнения резисторов одной группы по материалу полупроводникового слоя	СТ2-I (терморезисторы медно-марганцевые)
СФ — резисторы фоточувствительные (фоторезисторы)	1 — сернисто-свинцовые; 2 — сернисто-кадмиевые; 3 — селенисто-кадмиевые	Вариант исполнения резисторов одной группы по материалу полупроводникового слоя	СФ2-I (фоторезисторы сернисто-кадмиевые)
СН — резисторы нелинейные (варисторы)	1 — карбидокремниевые	Вариант исполнения резисторов по материалу полупроводникового слоя	СН1-I (варисторы карбидокремниевые)

ковый номер разработки и пишется через черточку: первый индекс — группа элементов радиоэлектронной аппаратуры, второй — группа резисторов по характеру проводящего слоя; третий — порядковый номер исполнения.

Наряду с гостированными обозначениями для ранее разработанных резисторов сохранены обозначения, в основу которых брались различные признаки (конструктивные разновидности, технологические особенности и др.). Например, ППБ — проволочные переменные бескаркасные; МЛТ — металлопленочные лакированные теплостойкие; ТВО — теплостойкие влагостойкие объемные.

Маркировка на резисторах также буквенно-цифровая. Она содержит: вид, номинальную мощность, номинальное сопротивление, допуск и дату изготовления.

Принято обозначать: Омы — значком Ω или Ом; килоомы — к, к Ω, кОм; мегомы — М, МОм; гигаомы — Г, ГОм; тераомы — Т, ТОм. Для миниатюрных резисторов принята кодированная система обозначения сопротивлений (табл. 12.3) и допусков.

Таблица 12.3. **Система обозначения миниатюрных резисторов**

Единица измерения	Код	Предел $R_{ном}$	Пример сокращенного обозначения	Соответствующее ему полное обозначение
Ом	Е	до 91	Е47	0,47 Ом
Килоом	К	от 0,91 до 91	К47, 4К7, 47К	470 Ом, 4,7 кОм, 47 кОм
Мегом	М	от 0,1 до 91	М47, 4М7, 47М	470 кОм, 4,7 МОм, 47 МОм
Гигаом	Г	от 0,1 до 91	Г47, 4Г7, 47Г	470 МОм, 4,7 ГОм, 47 ГОм
Тераом	Т	от 0,1 до 1,0	Т47, 1ТО	470 ГОм, 1,0 ТОм

Для различных допускаемых отклонений введены следующие кодированные обозначения;

Допуск, %	±0,1	±0,2	±0,5	±1	±2	±5	±10	±20
Код	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В

Например, кодированное обозначение резистора с сопротивлением 470 Ом и допускаемым отклонением ±5% записывается как К47И.

Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) характеризует относительное изменение сопротивления резистора при изменении внешней температуры на 1°С (табл. 12.4).

Таблица 12.4. **Температурный коэффициент сопротивления резисторов широкого применения**

Тип	Значение ТКС, 1/°С
Углеродистые (ВС)	$-(5-20)\cdot10^{-4}$
Бороуглеродистые прецизионные (БЛП)	$-(1,2-2,5)\cdot10^{-4}$
Металлодиэлектрические (МЛТ, МТ, С2-6)	$\pm(7-16)\cdot10^{-4}$
Металлодиэлектрические прецизионные (С2-13, С2-14, С2-15)	$\pm(0,25-6)\cdot10^{-4}$
Композиционные объемные (ТВО, С4-2, СПО)	$(-20-+6)\cdot10^{-4}$
Композиционные лакопленочные (КИМ, КВМ, КЛМ, С3-5, С3-6, СП)	$\pm(10-25)\cdot10^{-4}$
Проволочные постоянные и переменные	$(-5\div+10)\cdot10^{-4}$
Проволочные точные и прецизионные	$\pm(0,15-1,5)\cdot10^{-4}$

Собственные шумы резистора оценивают по значению возникающей на его выводах переменной ЭДС шумов, отнесенной к 1 В приложенного к резистору напряжения постоянного тока. Их приходится учитывать, т. к. они накладывают ограничения на чувствительность электронных схем, создавая помехи для полезного сигнала (табл. 12.5).

Таблица 12.5. **ЭДС шумов резисторов широкого применения**

Тип	ЭДС шумов, мкВ/В
Углеродистые (ВС)	1; 5
Бороуглеродистые прецизионные (БЛП)	0,5
Металлодиэлектрические (МЛТ, МТ, С2-6)	1; 5
Металлодиэлектрические прецизионные (С2-13, С2-14, С2-15)	1
Композиционные объемные (ТВО, С4-2, СПО)	3; 5; 10; 25; 45
Композиционные лакопленочные (КИМ, СП)	4; 5; 8; 10; 15; 20; 30; 40

12.2. ПОСТОЯННЫЕ РЕЗИСТОРЫ

В зависимости от токопроводящего элемента выпускают непроволочные резисторы поверхностного и объемного типов и проволочные резисторы (рис. 12.2 — 12.4, табл. 12.6 — 12.10).

В резисторах поверхностного типа токопроводящий элемент выполнен в виде тонкого полупроводящего слоя или пленки, нанесенной на изоляционное основание, например, на керамический стержень или трубку, на концах которых укреплены контакты (рис. 12.2). В объемных резисторах (рис. 12.3) токопроводящий элемент выполнен в виде стержня *1* из проводящей композиции, в концы которого впрессованы проволочные выводы *2*, *3*, а все устройство опрессовано в пластмассу 4.

В проволочных резисторах (рис. 12.4) в качестве проводящего элемента используются изолированные и неизолированные провода из сплавов с высоким сопротивлением (манганин, константан, нихром и др.). Проволочный эмалированный резистор представляет собой керамическую трубку *1*, на которую намотана неизолированная проволока. Обмотка покрыта теплостойкой неорганической стеклоэмалью *2*. Выводы обмоток — металлические пластинки *4* для подпайки внешних проводников или гибкие жгуты *3*.

Проволочный эмалированный регулируемый резистор (ПЭВР) отличается от постоянного с пластинчатыми выводами наличием хомутика *5*, который может перемещаться вдоль корпуса резистора.

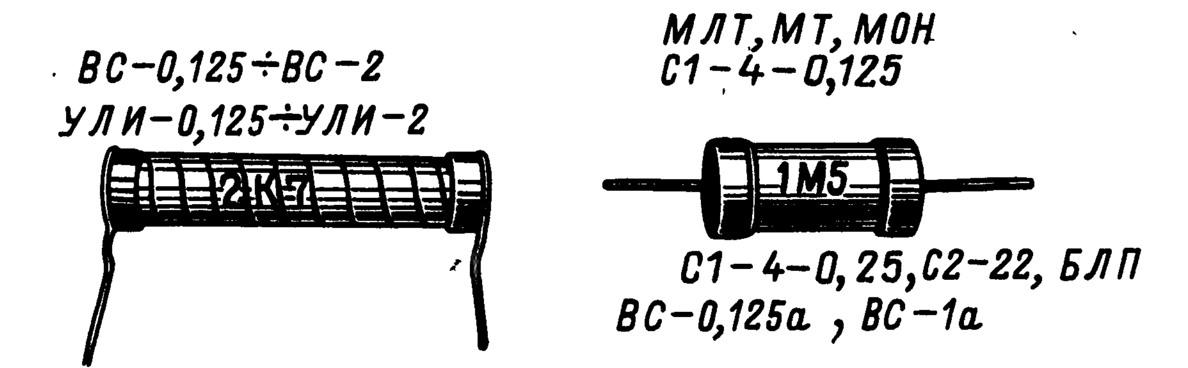


Рис. 12.2

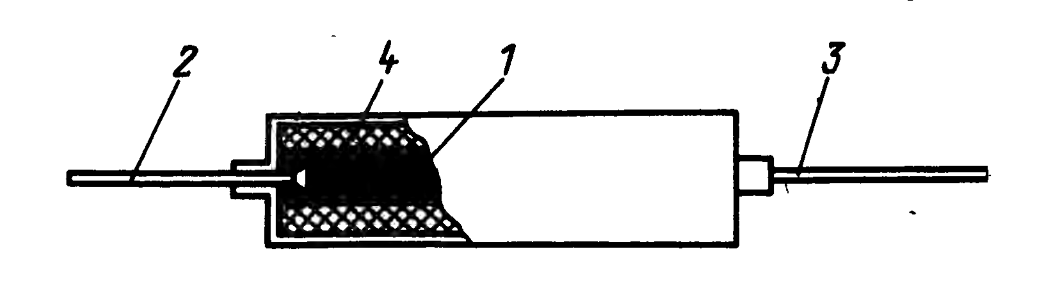


Рис. 12.3

Рис. 12.4

Таблица 12.6. **Постоянные пленочные резисторы**

Тип	Диапазон $R_{ном}$	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм, не более: D	L
			Углеродистые				
ВС	10 Ом — 1 МОм		0,125 (40)	100	150	2,5	7
	27 Ом — 2 МОм	5, 10, 20	0,25 (40)	100	350	5,5	17
	27 Ом — 10 МОм		0,5 (40)	100	500	5,5	27
	47 Ом — 10 МОм		1 (40)	100	700	7,6	30,9
	47 Ом — 10 МОм	по ГОСТ	2 (40)	100	1000	9,7	48,4
	47 Ом — 10 МОм	2825—67	5 (40)	100	1500	76	25,3
	75 Ом — 10 МОм		10 (40)	100	3000	120,5	40,3
ВСа	10 Ом — 1 МОм	5, 10, 20	0,125 (70)	125	200	24	7,3
	27 Ом — 2,2 МОм	по ГОСТ	0,25 (40)	100	350	5,5	16
	27 Ом — 10 МОм	2825—67	0,5 (40)	100	500	5,5	26
С1-4	10 Ом — 2 МОм	2 по ряду	0,125 (70)	125	250	2,4	7,3
	10 Ом — 10 МОм	Е48;	0,25 (70)	125	350	3,9	10,5
	10 Ом — 10 МОм	5 и 10 по ряду Е24	0,5 (70)	125	500	5,5	16
			Металлооксидные и металлопленочные				
МЛТ	8,2 Ом — 3 МОм	2 по ряду	0,125 (50)	125	200	2,2	6
	8,2 Ом — 5,1 МОм	Е96;	0,25 (50)	125	250	3	7
	1,0 Ом — 5,1 МОм	5, 10 по ряду Е24	0,5 (50)	125	350	4,2	10,8
	1,0 Ом — 10 МОм		1 (50)	125	500	6,6	13
	1,0 Ом — 10 МОм		2 (50)	125	750	8,6	18,5
МТ	8,2 Ом — 1,1 МОм		0,125 (150)	200	200	2,2	6
	8,2 Ом — 2,0 МОм	2 по ряду Е96	0,25 (150)	200	200	3	7
	8,2 Ом — 5,1 МОм		0,5 (150)	200	350	4,2	10,8
	8,2 Ом — 10 МОм	5, 10 по ряду Е24	1 (150)	200	500	6,6	18
	8,2 Ом — 10 МОм		2 (150)	200	700	8,6	28
МОН	1 Ом — 100 Ом	5, 10, 20	0,5 (70)	125	7	4,2	10,8
	1 Ом — 100 Ом	по ряду Е24	1 (70)	125	10	6,6	13
	1 Ом — 100 Ом		2 (70)	125	18	8,6	18,5
С2-6	100 Ом — 1 МОм	5, 10 по ряду Е24	0,125 (250)	315	200	2,2	6
	100 Ом — 2 МОм		0,25 (250)	315	200	3	7
С2-33-И	10 Ом — 2 МОм	2, 5, 10 по ряду Е24	0,125 (70)	125	200	2,4	6
	10 Ом — 3 МОм		0,25 (70)	125	250	3,3	7
	10 Ом — 5,1 МОм		0,5 (70)	125	350	4,2	10,8

Таблица 12.7. **Постоянные пленочные резисторы повышенной точности**

Тип	Диапазон $R_{ном}$	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм	
						D	L
			Углеродистые и бороуглеродистые				
С1-8	10 Ом — 10 кОм	1,2 по ряду Е96;	0,125 (70)	155	35	4,2	9,7
	10 Ом — 10 кОм		0,25 (70)	155	50	6,3	13,2
	10 Ом — 10 кОм	5 по ряду Е24	0,5 (70)	155	75	6,3	17,7
	10 Ом — 10 кОм		1 (70)	155	100	11	30,3
БЛП	1 Ом — 100 кОм	0,5; 1 по ряду Е192	0,1 (70)	100	300 (ампл.)	5,7	16
	1 Ом — 20 Ом		0,25 (70)	100	600	7,6	15,5
	20 Ом — 100 кОм		0,25 (70)	100	600	5,7	26
	1 Ом — 20 Ом		0,5 (70)	100	1000	9,7	17
	20 Ом — 100 кОм		0,5 (70)	100	1000	7,6	29,6
	1 Ом — 20 Ом		1 (70)	100	1500	11,7	25,5
	20 Ом — 100 кОм		1 (70)	100	1500	9,7	47,7
УЛИ	1 Ом — 499 кОм	1, 2 по ряду Е96	0,125 (60)	125	200	5,4	16
	1 Ом — 9,76 Ом		0,25 (60)	125	350	7,2	15,5
	10 Ом — 1,0 МОм		0,25 (60)	125	350	5,4	26
	0,75 Ом — 9,76 Ом		0,5 (60)	125	500	9,5	17
	10 Ом — 1,0 МОм		0,5 (60)	125	500	7,2	30
	1 Ом — 9,76 Ом		1 (60)	125	700	11,5	25,5
	10 Ом — 1,0 МОм		1 (60)	125	700	9,5	47,7
			Металлопленочные				
С2-8	10,2 кОм — 1 МОм	1,2 по ряду Е96;	0,125 (70)	155	200	4,2	97
	10,2 кОм — 5,11 МОм		0,25 (70)	155	250	6,3	13,2
	10,2 кОм — 5,11 МОм	5 по ряду Е24	0,5 (70)	155	350	6,3	17,7
	10,2 кОм — 10 МОм		1 (70)	155	500	11	30,3
С2-1	1 Ом — 5,1 Ом	5; 10 по ГОСТ 2825—67; 0,2; 0,5; 1; 2 по специальному ряду	0,25 I гр. (150) 0,25 II гр. (90)	200 и 155	350	7	13,2
	5,1 Ом — 510 кОм		0,25 I гр. (150) 0,25 II гр. (90)	200 и 155	350	5,4	16,1
	1 Ом — 510 кОм		0,5 I гр. (150) 0,5 II гр. (90)	200 и 155	500	7	18
	1 Ом — 1 МОм		1 I гр. (150) 1 II гр. (90)	200 и 155	750	9	28
	1 Ом — 5,1 Ом		2 I гр. (150) 2 II гр. (90)	200 и 155	1000	10,5	35
	5,1 Ом — 5,1 МОм		2 I гр. (150) 2 II гр. (90)	200 и 155	1000	9	50
С2-10	10 Ом — 1000 Ом	0,5; 1,0	0,125 (70)	125	400	2	6
	1 Ом — 3010 Ом	по ряду Е192	0,25 (70)	125	400	2,7	8
	1 Ом — 3010 Ом		0,5 (70)	125	750	4,2	10,8
	1 Ом — 3010 Ом		1 (70)	125	1000	6,6	13
	1 Ом — 3010 Ом		2 (70)	125	1200	8,6	18,5
С2-13	1 Ом — 1 МОм	0,1; 0,2;	0,25 (70)	125	250	9	15,5
	1 Ом — 1 МОм	0,5; 1; 2	0,5 (70)	125	350	11	21
	1 Ом — 1 МОм	по ряду Е192	1,0 (70)	125	500	11	30
С2-14	1 Ом — 1 МОм	0,1; 0,2; 0,5; 1; 2	0,25 (70)	125	250	6,6	13
	1 Ом — 1 МОм	по ряду Е192	0,5 (70)	125	350	8,6	18,5
	1 Ом — 1 МОм		1 (70)	125	500	8,6	27,5
МГП	100 кОм — 5,1 МОм	0,5; 1,0	0,5 (40)	55	400	14	30

Таблица 12.8. **Постоянные непроволочные объемные резисторы**

Тип	Диапазон $R_{ном}$	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм	
						L, H, h или D	L
С4-2	10 кОм—5,1 МОм	5, 10, 20 по ряду Е24	0,25 (до 85)	155	300	13,5×3,7×2,2	
	10 кОм—10 МОм		0,5 (85)	155	400	19,0×3,7×2,2	
	10 кОм—10 МОм		1 (85)	155	500	29,5×5,0×4,0	
	10 кОм—10 МОм		2 (85)	155	750	36,5×6,0×5,0	

Продолжение табл. 12.8

Тип	Диапазон $R_{ном}$	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм	
						L, H, h или D	L'
С3-2	10 Ом — 1 МОм	5, 10, 20 по ряду Е24	0,05 (до 70)	125	30	1,7—2,7 (дисковые)	
С3-10а	1 МОм — 150 МОм	5, 10, 20 по ряду Е24	—	100	200 (ампл.)	2,5	8
С3-10б	10 МОм — 1000 МОм	5, 10, 20 по ряду Е24	—	100	200 (ампл.)	2,5	15,5
ТВО	1 Ом — 100 кОм	5, 10, 20 по ряду Е24	0,125 (до 85)	155	100	8×1,5×2,5	
	1 Ом — 510 кОм		0,25 (85)	155	300	13,5×2,2×3,7	
	1 Ом — 1 МОм		0,5 (85)	155	400	19×2,2×3,7	
	1 Ом — 1 МОм		1 (85)	155	500	29,5×4×5	
	1 Ом — 1 МОм		2 (85)	155	600	36,5×5×6	
	27 Ом — 1 МОм		5 (85)	155	1500	77×9,5×11,5	
	27 Ом — 1 МОм		10 (85)	155	3000	112×10,5×15	
	24 Ом — 100 кОм		20 (85)	155	1400	112×19,5×25,5	
	24 Ом — 100 кОм		60 (85)	155	2450	186×28×47	
КВМ	15 МОм — 1000 ГОм	2, 5, 10, 20 по ряду Е12	— —	85	100	5	41
КИМ	10 Ом — 1 МОм	5, 10, 20 по ряду Е24	0,05 (до 20)	125	100	1,8	3,8
	1,1 МОм — 5,6 МОм	10, 20	0,05 (до 20)	100	100	1,8	3,8
	27 Ом — 100 МОм	5, 10, 20	0,125(20)	125	200	2,5	8
КИМ	110 МОм — 1 ГОм	5, 10, 20	0,125(20)	100	200	2,5	8
КЛМ-А	10 МОм — 100 ГОм	5, 10, 20 по ряду Е6	—	100	300	7	29
			—	70	300	5,5	25
КЛМ-Б	150 ГОм — 1000 ГОм	10, 20 по ряду Е24	—	70	300	5,5	25
КЭВ	510 кОм — 5,1 ГОм	10, 20 по ряду Е24	0,5 (до 40)	70	2500 и 5000	5,5	25
	510 кОм — 5,1 ГОм		1 (до 40)	100	10 000	9	46
	510 кОм — 18 ГОм		5 (до 40)	100	35 000	11	145
	510 кОм — 12 ГОм		2 (до 40)	100	20 000	9	90
	510 кОм — 12 ГОм		10 (до 40)	100	25 000	32	124
	1 МОм — 22 ГОм		20 (до 40)	100	40 000	32	244
	2,4 МОм — 47 ГОм		40 (до 40)	100	60 000	53	324

Таблица 12.9. **Постоянные проволочные эмалированные резисторы.**

Тип	$D \times L$, мм не более	$R_{ном}$	Тип	$D \times L$, мм, не более	$R_{ном}$
Постоянные резисторы с гибкими выводами			ПЭВ-40	23×89	18 Ом — 51 кОм
			ПЭВ-50	32×93	18 Ом — 51 кОм
ПЭ-7,5	14×42	3,0 Ом — 5,1 кОм	ПЭВ-75	32×143	47 Ом — 56 кОм
ПЭ-15	16×52	3,0 Ом — 5,1 кОм	ПЭВ-100	34×174	47 Ом — 56 кОм
ПЭ-20	20×52	2,4 Ом — 5,1 кОм	ПЭВТ-3	16×27	43 Ом — 1,3 кОм
ПЭ-25	25×52	4,7 Ом — 5,6 кОм	ПЭВТ-10	16×43	10 Ом — 3 кОм
ПЭ-50	25×93	1,0 Ом — 16 кОм	ПЭВТ-25	23×52	15 Ом — 7,5 кОм
ПЭ-75	25×164	1,0 Ом — 30 кОм	ПЭВТ-50	32×93	20 Ом — 20 кОм
ПЭ-150	33×219	1,0 Ом — 51 кОм	ПЭВТ-75	32×144	20 Ом — 27 кОм
			ПЭВТ-100	32×175	20 Ом — 43 кОм
Постоянные резисторы с жесткими выводами			*Регулируемые резисторы с жесткими выводами*		
ПЭВ-3	16×27	3,0 Ом — 510 Ом	ПЭВР-10	16×43	3,0 Ом — 220 Ом
ПЭВ-7,5	16×37	1,0 Ом — 3,3 кОм	ПЭВР-15	19×47	5,1 Ом — 220 Ом
ПЭВ-10	16×43	1,8 Ом — 10 кОм	ПЭВР-20	19×52	10 Ом — 430 Ом
ПЭВ-15	19×47	3,9 Ом — 15 кОм	ПЭВР-25	23×52	10 Ом — 510 Ом
ПЭВ-20	19×52	4,7 Ом — 20 кОм	ПЭВР-30	23×73	15 Ом — 1 кОм
ПЭВ-25	23×52	10 Ом — 24 кОм	ПЭВР-50	32×93	22 Ом — 1,5 кОм
ПЭВ-30	23×73	10 Ом — 30 кОм	ПЭВР-100	32×174	47 Ом — 2,7 кОм

Примечания: 1. Число в обозначении типа резистора указывает значение $P_{ном}$ для ПЭ, ПЭВ, ПЭВР при $t_{окр} \leqslant 40$°C, для ПЭВТ при $t_{окр} \leqslant 300$°C.

2. Допускаемое отклонение сопротивления не более ±5 или ±10%.

Таблица 12.10. **Постоянные проволочные точные резисторы**

Тип	Диапазон $R_{ном}$, Ом	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t °C)	ТКС, 1/°C	U_{max}, В	Габариты, мм	
						L	D
С5-5	1—13 000	0,05; 0,1;	1 (70)	±(5—15) · 10—5	400	20	6
С5-5	2—30 000	0,2; 0,5;	2 (70)	±(5—15) · 10—5	400	25	6
С5-5	5,1—75 000	1; 2; 5	5 (70)	±(5—15) · 10—5	400	33	11
С5-5	10—100 000		8 (70)	±(5—15) · 10—5	400	42	11
С5-5	10—180 000		10 (70)	±(5—15) · 10—5	400	52	11
С5-16Т	0,1—2	1; 2; 5	1(100)	±15 · 10—5	300 (ампл.)	19	10
С5-16Т	0,1—2		2(100)	±15 · 10—5	300 (ампл.)	24	12
С5-16Т	0,1—5,1		5 (100)	±15 · 10—5	300 (ампл.)	32	12
С5-16Т	0,39—10		8 (100)	±15 · 10—5	300 (ампл.)	41	12
С5-16Т	0,51—10		10 (100)	±15 · 10—5	300 (ампл.)	51	12
С5-14Т-II	1—6800	0,5; 1; 2;	0,125 (70)	±5 · 10—5	300 (ампл.)	8	10,5
С5-14Т-II	1—7500	5; 10	0,25 (70)	±5 · 10—5	300 (ампл.)	10	10,5
С5-14Т-II	1—8200		0,5 (70)	±5 · 10—5	300 (ампл.)	12	10,5
С5-14Т-II	1—10 000		1 (70)	±5 · 10—5	300 (ампл.)	14	10,5
С5-25Т	1—5600	0,1; 0,2;	0,25 (85)	±3,5 · 10—5	300 (ампл.)	17	7
С5-25Т	2—10 000	0,5; 1; 2;	0,5 (85)	±3,5 · 10—5	300 (ампл.)	17,5	9
С5-25Т	5,1—30 000		1 (85)	±3,5 · 10—5	300 (ампл.)	22,5	11
ПТ-0,5	51—150 000	1; 2;	0,5 (85)	—	300 (ампл.)	18	16
ПТ-1	51—620 000		1 (85)	—	300 (ампл.)	26	18
ПТ-2	20 000—160 000		2 (85)	—	300 (ампл.)	32	28
ПТН-05	1—250 000	0,25; 0,5; 1;	0,5 (85)	2 · 10—4	300 (ампл.)	16	15
ПТН-1	1—500 000		1 (85)	2 · 10—4	300 (ампл.)	23	16
ПТН-2	20—100 000		2 (85)	2 · 10—4	300 (ампл.)	27	19
ПТМ-1	10—100 000	0,25; 0,5; 1;	1 85)	±1 · 10—4	300 (ампл.)	27	19
ПТМН-0,5	1—300 000	0,25; 0,5;	0,5 (85)	±(1—1,5) · 10—4	400 (ампл.)	5	7
ПТМН-1,0	1—1 000 000	1;	1 (85)	±(1—1,5) · 10—4	400 (ампл.)	3	9

12.3. ПЕРЕМЕННЫЕ РЕЗИСТОРЫ

Переменные резисторы в зависимости от назначения подразделяют на подстроечные и регулировочные.

Подстроечные резисторы рассчитаны на периодические подстройки аппаратуры. Их подвижная ось обычно выводится под шлиц, в некоторых случаях предусматривается стопорение оси.

Регулировочные резисторы используют при многократных регулировках аппаратуры.

По характеру зависимости сопротивления от угла поворота подвижной системы переменные резисторы разделяют на линейные и нелинейные функциональные (рис. 12.5, где $R_п$ — сопротивление между крайними выводами резистора — полное сопротивление токопроводящего элемента; $\alpha_п$ — полный угол поворота подвижной части (оси) резистора; R — сопротивление резистора между левым и средним выводами; α — угол поворота оси от начального положения, соответствующий этому сопротивлению; А — линейная функциональная характеристика; Б — обратнологарифмическая; В — логарифмическая).

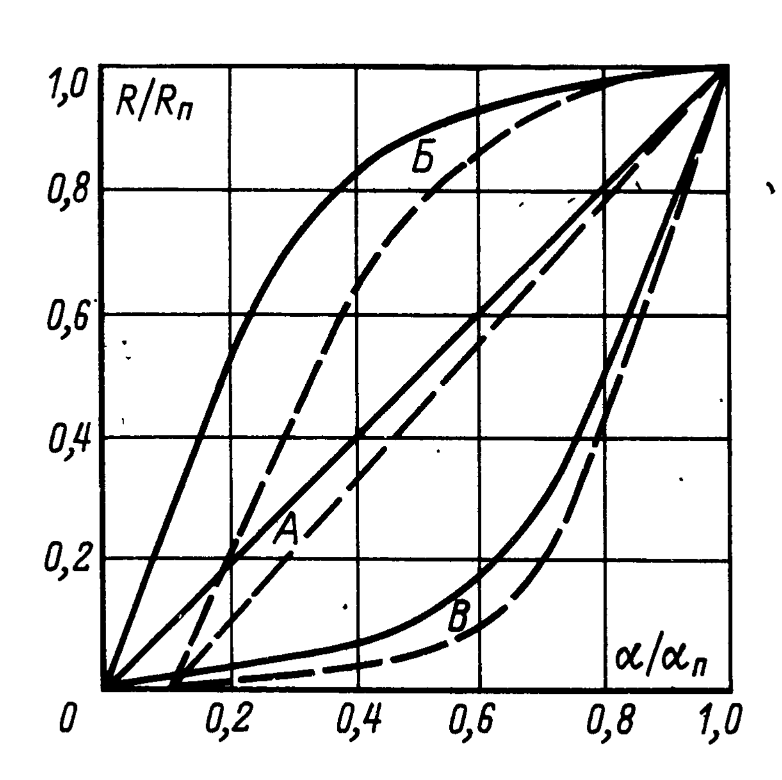


Рис. 12.5

В зависимости от токопроводящего элемента различают непроволочные и проволочные переменные резисторы.

Переменные непроволочные резисторы выпускают в различных конструктивных вариантах: одинарные и сдвоенные (СП, СП3-10, СП3-17), без стопорения и со стопорением оси (СП3-9, СП3-6, СП3-16, СП4-1, СП4-2, СП2-1), для навесного и печатного монтажа (СП4-1, СП3-13, СП3-16). Резисторы СП3-10 изготовляют трех видов: СП3-10а — резистор сдвоенный с независимым вращением осей; СП3-10б — резистор одинарный с двухполюсным выключателем и СП3-10в — резистор сдвоенный с независимым вращением осей с двухполюсным выключателем (рис. 12.6—12.8, табл. 12.11). На этих рисунках *1*, *3* — выводы начала и конца токопроводящего элемента; *2* — вывод от подвижной контактной щетки; *4* — конец оси подвижной системы или ручка управления; *5*, *6* — выводы выключателя.

Среди переменных проволочных резисторов, которые даны в табл. 12.12, различают резисторы с прямолинейным (СП5-15, СП5-22, СП5-24) и круговым перемещением подвижного контакта (СП5-2, СП5-3, СП5-2Т, СП5-3Т).

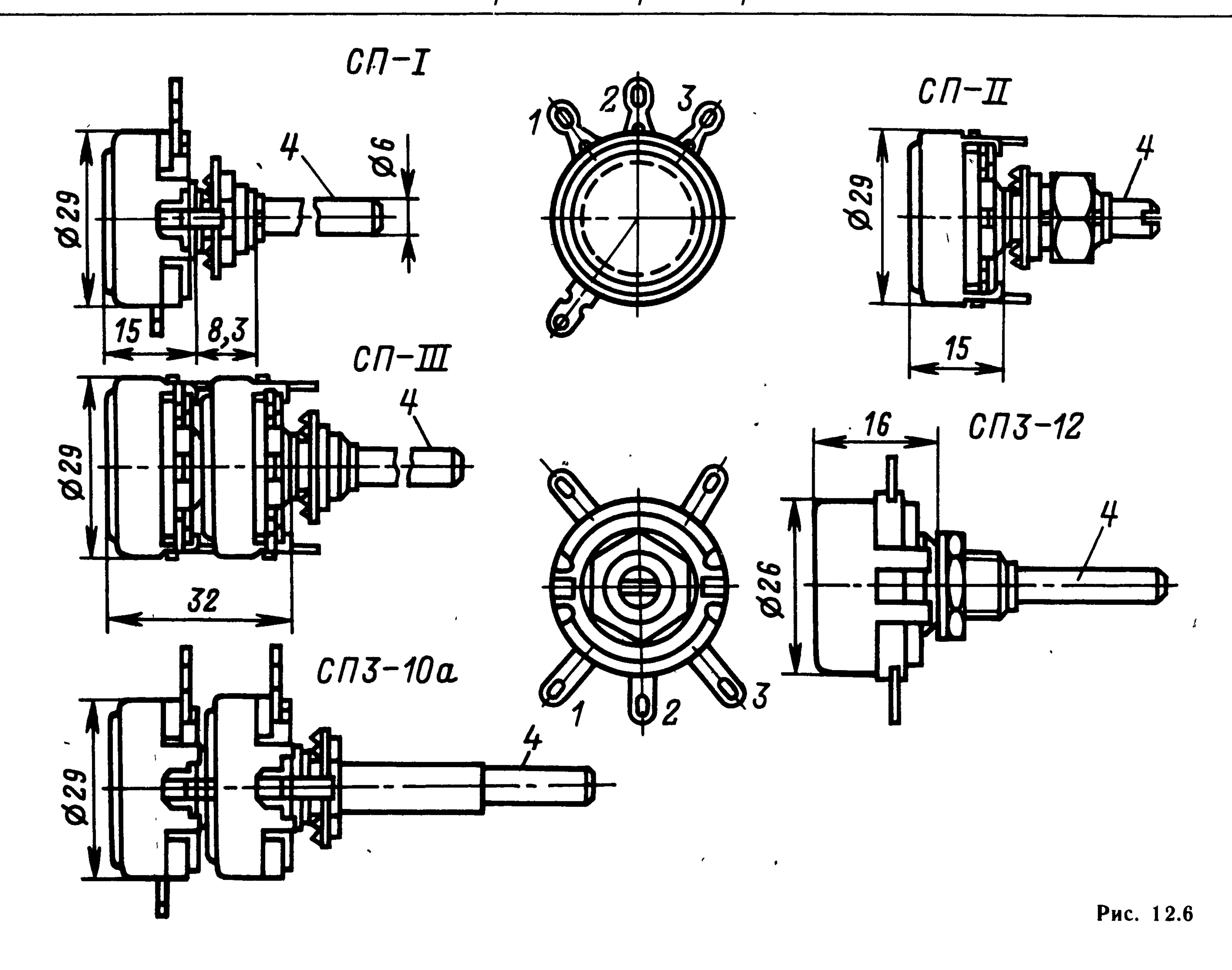


Рис. 12.6

Таблица 12.11. **Переменные непроволочные резисторы**

Тип	Диапазон $R_{ном}$	Функциональная характеристика	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм		
							D (b)	L_{max}	Примечание
СП-I (одинарный)	470 Ом — 4,7 МОм	А	20,30	1; (25) 0,5(25)	125 (I гр.)	500; 400	29	12 16 15+20 32 60	Регулировочные без стопорения оси
СП-II (одинарный)	470 Ом — 4,7 МОм	А	20, 30	1; (25) 0,5(25)	100 (II гр.)	500; 400	29	15+16	Подстроечный и регулировочный со стопорением оси
СП-III (сдвоенный)	4,7 кОм — 2,2 МОм	Б, В	20, 30	0,5; (25) 0,25 (25)	70 (III гр.)	400; 350	29	12 16 32+20 32 60	Регулировочный без стопорения оси
СП-IV (сдвоенный)	4,7 МОм—2,2 МОм	Б, В	20, 30	0,5; (25) 0,25 (25)	В зависимости от группы исполнения	400; 350	29	32+16	Подстроечный и регулировочный со стопорением оси
СП-V (строенный)	10 кОм 22 кОм	А Б	20, 30	1 (25) 0,5 (25)		100 100	29	48+20	Регулировочный без стопорения оси
СП2-1а	47 Ом — 100 кОм	А	20	0,5 (125) 1 (125)	200 200	227 320	16 21	31,5—44,5 35,5—48,5	Регулировочный без стопорения оси
СП2-1б	47 Ом — 10 кОм	А	20	0,5 (125) 1 (125)	200 200	227 320	16 21	35,5—44,5 39,5—48,5	Подстроечный со стопорением оси
СП2-2	47 Ом — 47 кОм	А	20	0,5 (85)	125	300 (ампл.)	16,5	12 16 20+12,7+ +25+5,5	Подстроечный
				1 (85)	125	400 (ампл.)	21,5	12 16 +15,4+20+ +7,4+25	

Продолжение табл. 12.11

Тип	Диапазон $R_{ном}$	Функциональная характеристика	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм		
							D (B)	L_{max}	Примечание
СП2-3	22 Ом — 330 Ом	А	30	0,25 (40)	70	2,3—9	16	17,5+12 20 25	Подстроечные потенциометры
СП3-6 СП3-6а, СП3-6б	1 кОм — 1 МОм	А	10, 20 (до 150 кОм) 20, 30 (>150 кОм)	0,125 (40)	100	160	11,7	19+5 22+5 22 31	Подстроечный
СП3-9а	470 Ом — 4,7 МОм	А, Б, В	10, 20 (до 150 кОм) 20, 30 (>150 кОм)	0,25—2 (40—60)	100	250, 350 и 500 (гр. А)	16—30	30—55,6	Без стопорения оси
СП3-9б	4,7 кОм — 2,2 МОм	А, Б, В	20, 30 (>150 кОм)	0,25—2 (40—60)	100	150, 250 и 400 (гр. Б, В)	16—30	36—46,6	Со стопорением оси
СП3-9г, СП3-9д	680 Ом — 150 кОм	А, Б, В	10, 20	0,25; 0,5 (55)	100	250 (гр. А) и 150 (гр. Б, В)	16	31,25—51,25 20	Без стопорения оси
СП3-10а (сдвоенный)	470 Ом — 4,7 МОм	А	10 (до 330 кОм)	1; 2 (40)	100	500	29	32+32+12 40	С независимым вращением оси
	4,7 кОм — 2,2 МОм	Б, В	20, 30 (>330 кОм)	0,5; 1 (40)	100	400	29	20	
СП3-10б (одинарный)	470 Ом — 2,2 МОм	А	10 (до 330 кОм)	1 (40)	100	500	29	31+32+12	С двухполюсным выключателем
	4,7 кОм — 1 МОм	Б, В	20, 30 (>330 кОм)	0,5 (40)	100	400		40 60 80 20	
СП3-10в (сдвоенный)	470 Ом — 4,7 МОм	А	10 (до 330 кОм)	0,5; 2 (40)	100	500	29	47+32+12	С независимым вращением осей с двухполюсным выключателем
	4,7 кОм — 2,2 МОм	Б, В	20, 30 (>330 кОм)	0,25; 1 (40)	100	400	29	40	
СП3-13а, СП3-13б	1 кОм — 1 МОм	А	20	0,125 (70)	100	150	6,6	8+6	Переменные
СП3-15	10 кОм — 2,2 МОм	А	20	0,125 (70)	125	150	13	8,5+8 10 15 H=7,5+6	Переменные
СП3-16а	1 кОм—1 МОм	А	20 (до 220 кОм)	0,125(70)	125	150	10,6+ +7	22	Горизонтальный без стопорения оси
СП3-16б СП3-16в, СП3-16г, СП3-16д	1 кОм—1 МОм	А	30 (>220 кОм)	0,125(70)	125	150	11,7	22+5	Горизонтальный и вертикальный без стопорения и со стопорением оси
СП4-1	100 Ом—4,7 МОм	А Б, В	20 (до 220 кОм) 30 (>220 кОм)	0,25; 0,5 (70) 0,25(70)	125	250 200	12,8	3,5 12 12+6+16 20 25	Без стопорения и со стопорением оси
СП4-2	470 Ом — 4,7 МОм	А	30 (>220 кОм)	1 (70)	125	350	21	12 12,5+20 32 60	Без стопорения и со стопорением оси
	1 кОм — 2,2 МОм	Б, В	30 (>220 кОм)	0,5(70)	125	300			
СП4-3	100 Ом — 4,7 МОм	А	30 (>220 кОм)	0,125(70)	125	150	12	13+5+4	Без стопорения оси
ВК (одинарный)	2,2 кОм — 6,8 МОм	А	30	0,5(30)	70	350	34	17+20 25	Без выключателя
	15 кОм — 2,2 МОм	Б, В	30	0,25(30)	70	200	34		
ТК, ТКД (одинарный)	2,2 кОм — 6,8 МОм 15 кОм — 2,2 МОм	А Б, В	30 30	0,5(30) 0,25(30)	70 70	350 200	36,5	20 25 32 31+40 50 60 80	С выключателем одно- и двухполюсным

Окончание табл. 12.11

Тип	Диапазон $R_{ном}$	Функциональная характеристика	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм		Примечание
							D (B)	L_{max}	
СПО	100 Ом — 1 МОм	А	20 (до 220 кОм)	0,15(85)	125	100	9,8	9,25+8+12 +6,75	Переменные
	100 Ом — 4,7 МОм	А	20 и 30 (>220 КОм)	0,5(85)	125	250	16,5	12,9+6,75 20 12 25	Объемные
			20 (до 220 кОм)						Переменные
	47 Ом — 4,7 МОм	А	20 и 30 (>220 кОм)	1(85)	125	350	21,5	15,5+12+ +6,75 20 60 67,7	Объемные
	47 Ом — 4,7 МОм	А	20 (до 220 кОм)	2(85)	125	600	28,6	19,3+12	Переменные
			20 и 30 (>220 кОм)	2(85)	125	600	28,6	20 60 69	Объемные

Таблица 12.12. **Переменные проволочные резисторы**

Тип	Диапазон $R_{ном}$, Ом	Класс точности (допуск), ±%	Номинальная мощность, Вт (при t°C)	Предельная рабочая температура, °C	U_{max}, В	Габариты, мм		
						D(B)	L	H
ППБ-1	100 — 10 000	5,10	1 (85)	155	300	18	12	
ППБ-2	100 — 10 000	5,10	1 (85)	155	400	20	16	
ППБ-3	4,7—22 000	5,10	1 (85)	155	400	25	22	
ППБ-15	2,2—47 000	5,10	1 (85)	155	500	35	26	
ППБ-25	2,2—47 000	5,10	1 (85)	155	500	35	44	
ППБ-50	2,2—47 000	5,10	1 (85)	155	500	48	67	
ППЗ-40, 41	4,7—20 000	5,10	3 (100)	155	400	23	37,5	
ППЗ-43	4,7—20 000	5,10	3 (100)	155	400	23	29,5	
ППЗ-44, 45	4,7—20 000	5,10	3 (70)	155	400	23	51	
ППЗ-47	4,7—20 000	5,10	3 (70)	155	400	23	43	
РП-25	18—2000	10	25 (70)	90	—	44,5	39	
РП-80	50—3000	10	80 (70)	90	—	88,5	50	
СП5-1	100—10 000	5	1 (70)	125	300	8,5	35	
СП5-4	100—10 000	5	1 (70)	125	300	14	35	
СП5-2	100—47 000	5,10	1 (70)	125	300	13	13	
СП5-3	100—47 000	5,10	1 (70)	125	300	13	13	
СП5-11	10—47 000	10	1 (70)	125	220	12	32,5	
СП5-14	10—47 000	10	1 (70)	125	220	7	32,5	
СП5-15	10—47 000	10	1 (70)	125	220	7	32,5	
СП5-16ВА	3,3—22 000	5,10	0,25 (70)	125	74	11	9,7	
	3,3—33 000	5,10	0,5 (70)	125	128	13	9,7	
	4,7—47 000	5,10	1 (70)	125	216	16,5	9,7	
СП5-16ВБ	3,3—22 000	5,10	0,25 (70)	125	74	11	11,5	
	3,3—33 000	5,10	0,5 (70)	125	128	13	11,5	
	4,7—47 000	5,10	1 (70)	125	216	16,5	11,5	
СП5-16ВВ	100—6800	5,10	0,125 (70)	125	29	8	6	
СП5-16ВГ	47—4700	5,10	0,05 (70)	125	15	6	4,2	
СП5-17	4,7—1000	5	0,5 (95)	125	250	23	26—38	
СП5-18	4,7—1000	5	0,5 (95)	125	250	23	37,5—49,5	
СП5-29-1	47—15 000	5,10	1 (85)	155	300	20	10	
СП5-29-2	4,7—22 000	5,10	2 (85)	155	400	18	12	
СП5-29-3	4,7—22 000	5,10	3 (85)	155	400	21	16	
					400	25	16	
СП5-30-1-15	2,2—47 000	5,10	15 (85)	155	500	35	26	
СП5-30-1-25	2,2—47 000	5,10	25 (85)	155	500	35	44	
СП5-30-1-50	2,2—47 000	5,10	50 (85)	155	500	48	67	

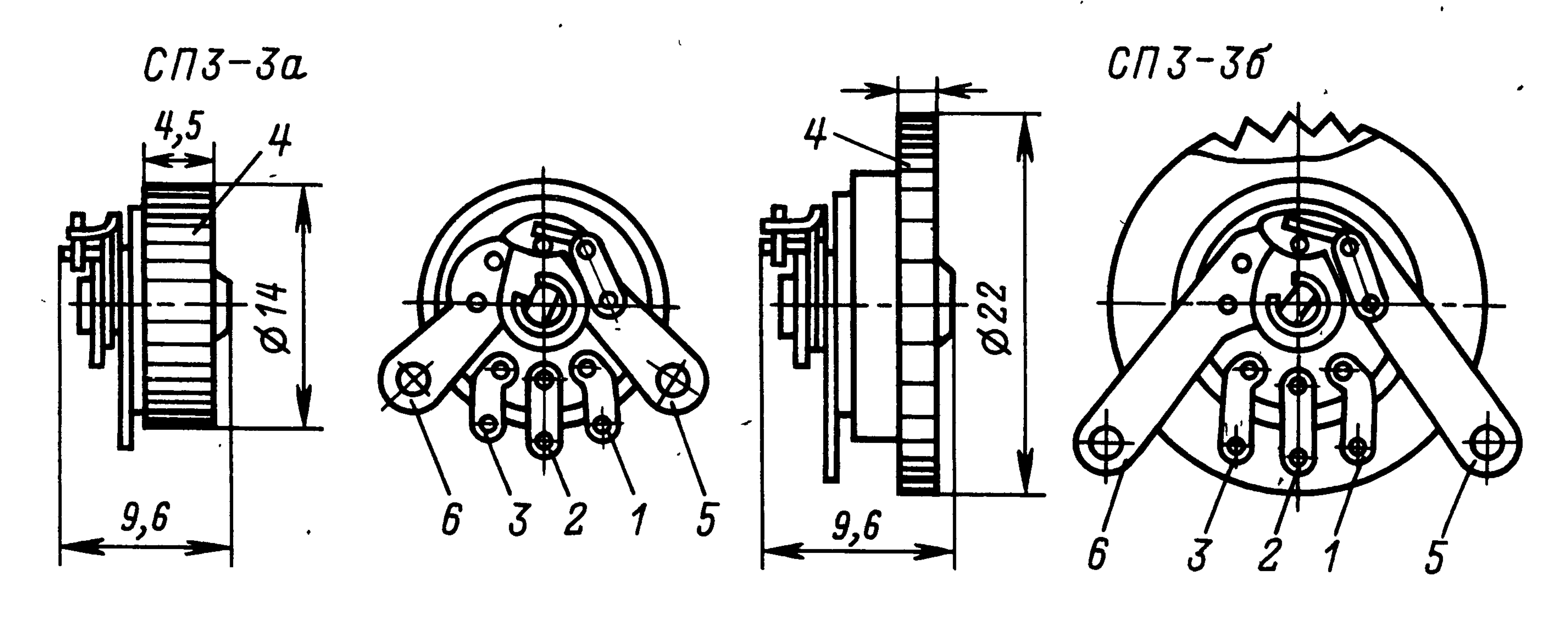


Рис. 12.7

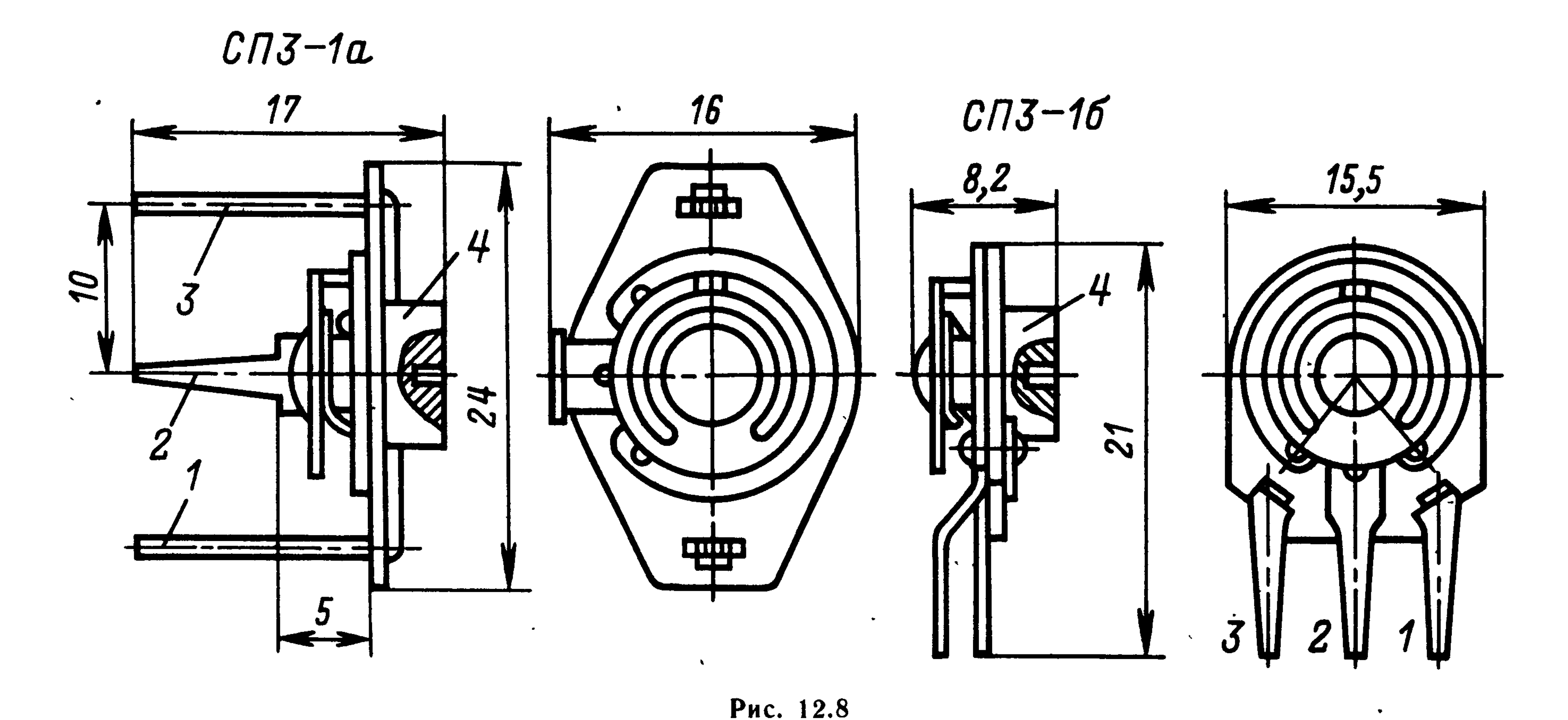


Рис. 12.8

12.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ

Полупроводниковые резисторы — широкий класс приборов, принцип действия которых основан на свойствах полупроводниковых материалов изменять свое сопротивление под действием температуры, напряжения, электромагнитного излучения, магнитного поля. В зависимости от этого различают полупроводниковые терморезисторы, варисторы, фоторезисторы, магниторезисторы.

Полупроводниковые терморезисторы — резисторы с нелинейной вольтамперной характеристикой, сопротивление которых значительно изменяется при изменении температуры. Они имеют форму стержней, пластинок, дисков, шайб или бусинок (рис. 12.9 — 12.10). Выпускаются терморезисторы прямого и косвенного подогрева, с отрицательным и положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС).

Терморезисторы с отрицательным ТКС используют для температурной стабилизации электрических цепей и контуров, в частности для стабилизации режимов транзисторных каскадов, для температурной компенсации электроизмерительных приборов, в устройствах измерения и регулирования температуры и в устройствах автоматики и контроля. Позисторы, терморезисторы с положительным ТКС, применяют в термостатах кварцевых резонаторов. При этом они выполняют роль регуляторов температуры или нагревательных элементов. Позисторы используются также для температурной стабилизации режимов транзисторов (их включают в эмиттерные цепи транзисторов), для защиты элементов радиоаппаратуры от перегрузки по току, для защиты электродвигателей в аппаратуре записи и воспроизведения звука (табл. 12.13 — 12.16).

Максимальная мощность рассеяния $P_{\text{мах}}$ — мощность, при которой терморезисторы, находящиеся в спокойном воздухе при температуре 293 ± 1 К, при протекании тока разогреваются до максимальной рабочей температуры.

Минимальная мощность рассеяния $P_{\min}$ — мощность, при которой у терморезисторов, находящихся в спокойном воздухе при температуре 293 ± 1 К, сопротивление уменьшается от разогрева их током на 1%.

Коэффициент рассеяния H численно равен мощности, рассеиваемой на терморезисторе, при

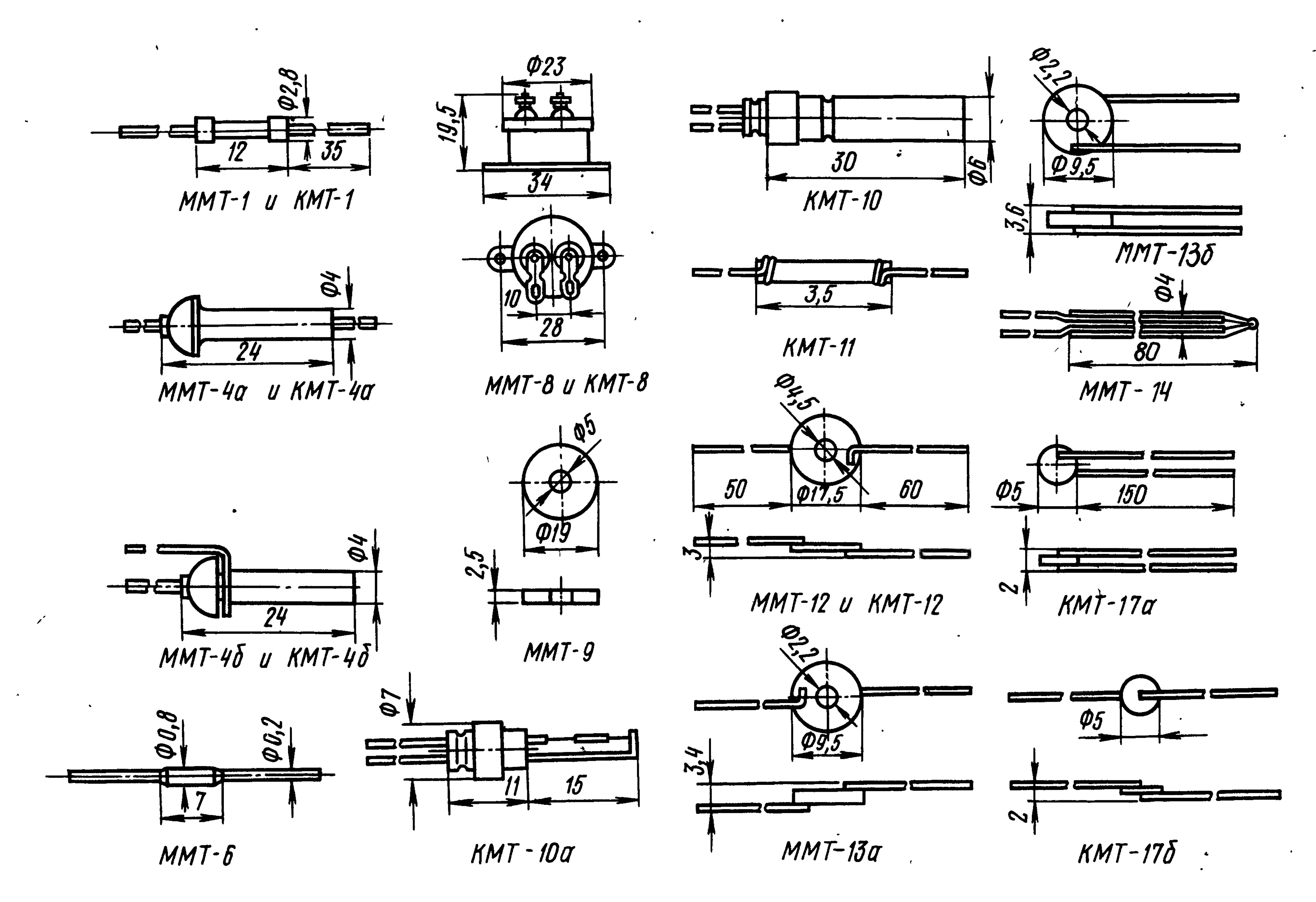


Рис. 12.9

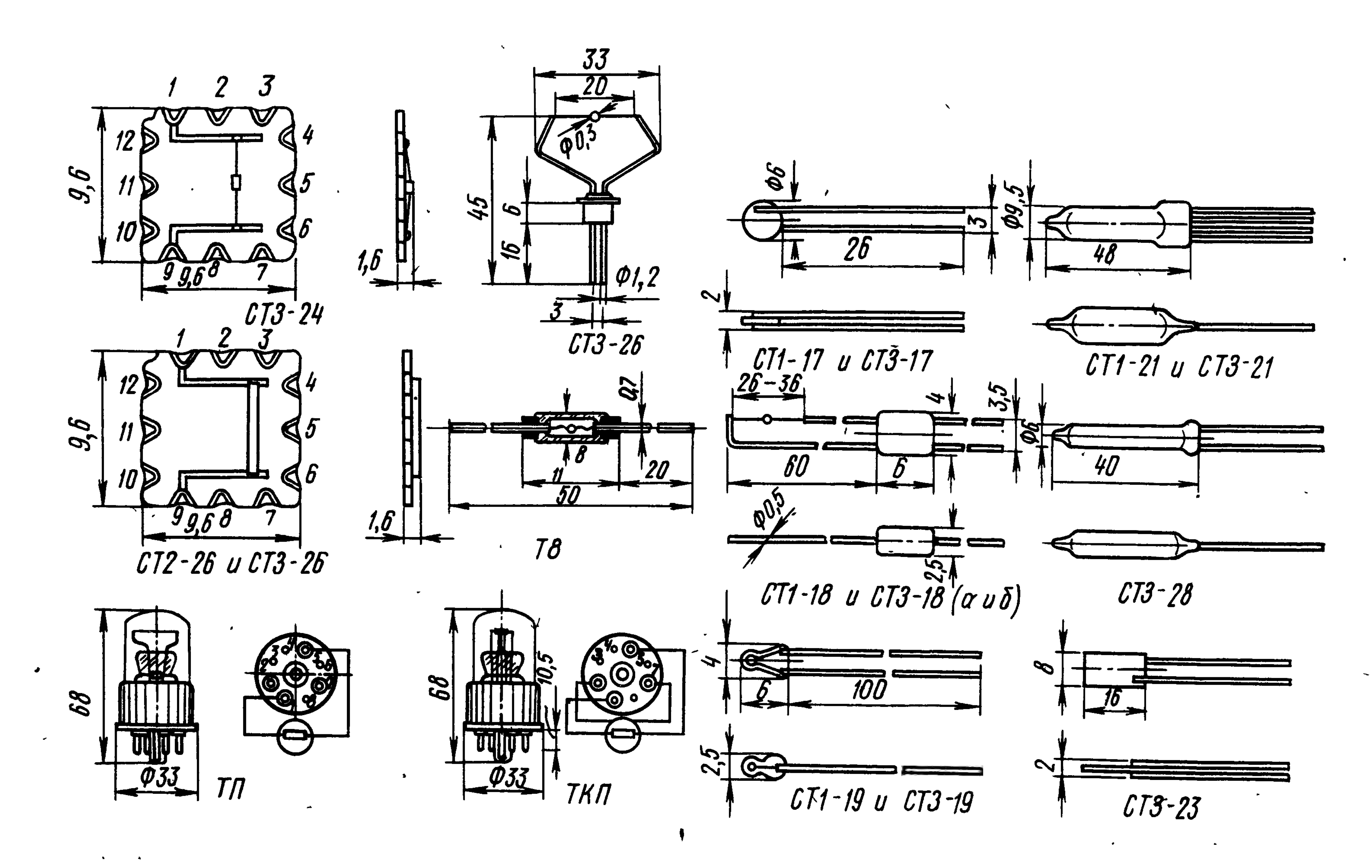


Рис. 12.10

Таблица 12.13. **Полупроводниковые терморезисторы с отрицательным ТКС**

Тип	Пределы номинального сопротивления, кОм (при 20°С)	Допуск, %, не более	Интервал рабочих температур, °С	ТКС, %/°С при 20°С	Максимальная мощность рассеяния, мВт, не более		Постоянная времени, с, не более	Постоянная В, °К	Коэффициент рассеяния, мВт/°С	Коэффициент энергетической чувствительности, мВт
					$t_{ном}$	t_{max}				
КМТ-1	22—1000	20	−60÷+180	4,2—8,4	1000	0,3	85	3600—7200	5	1
ММТ-1	1—220	20	−60÷+125	2,4—5,0	600	0,4	85	2060—4300	5	1,3
КМТ-4а, КМТ-4б	22—1000	20	−60÷+125	4,2—8,4	800	0,3	115	3600—7200	6	1
ММТ-4а, ММТ-4б	1—220	20	−60÷+125	2,4—5,0	700	0,5	115	2060—4300	6	2
ММТ-6	10—100	20	−60÷+120	2,4	50	0,1	35	⩾2060	1,7	0,3
КМТ-8	0,1—10	10; 20	−40÷+70	4,2—8,4	600	1	—	3600—7200	13	3
ММТ-8	0,001—1,0	10; 20	−40÷+70	2,4—4,0	600	2	—	2060—3430	13	4
ММТ-9	0,01—4,7	10; 20	−60÷+125	2,4—5,0	—	2	—	2060—4300	—	10
КМТ-10а	100—3300	20	0—+120	⩾4,2	—	0,25	75	⩾3600	1	—
КМТ-11	100—3300	20	0—+120	⩾4,2	—	0,25	10	⩾3600	0,8	—
КМТ-12	0,1—10	30	−40÷+120	⩾4,2	—	0,3	—	⩾3600	7	1,3
ММТ-12	0,0047—1,0	30	−60÷+120	2,4—4,0	—	0,5	—	2060—3430	7	2,3
ММТ-13, а, ММТ-13б	0,01—2,2	20	−60÷+125	2,4—5,0	—	0,3	—	2060—4300	—	2
КМТ-14	0,51; 0,91 160; 200; 330; 4300; 7500 (при 150°С)	30	−10÷+300	2,3—3,9	100	0,03	—	4100—7000	0,8	0,1
КМТ-17а, КМТ-17б	0,3—20	10; 20	−60÷+155	⩾4,2	500	0,1	30	⩾3600	10	0,5
СТ1-17	0,3—22	10; 20	−60÷+100	4,2—7,0	500	0,1	30	3600—6000	10	0,5
СТ3-17	0,033; 0,047 0,068, 0,01 0,15; 0,22 0,33	10; 20	−60÷+100	3,0—4,5	500	0,2	30	2580—3860	10	0,8
СТ1-18	1,5; 2,2; 22; 33; 1500; 2200 при 150°С	20	−60÷+300	2,2—5,0 (при 150°С)	45	0,03	1	4050—9000	0,2	0,08
СТ3-18	0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3	20	−90÷+125	2,6—4,1	15	0,02	1	2250—3520	0,18	0,05
СТ1-19	3,3; 4,7; 6,8; 10; 100; 150; 1500; 2200 при 150°С	20	−60÷+300	2,35—4,0 (при 150°С)	60	0,05	3	4230—7200	0,6	0,15
СТ3-19	2,2; 10; 15	20	−90÷+125	3,4—4,5	45	0,04	3	2900—3850	0,5	0,12
СТ3-22	1 при 25°С	30	−60÷+85	3,05—4,15	8—12	6—9	15	2700—3700	0,06	–
СТ3-23	0,0022; 0,0027; 0,0033; 0,0039; 0,0047	10; 20	0÷+125	3,05—3,75	—	3	—	2600—3200	9	2,5
СТ3-24	0,68; 1; 0; 2,2; 3,3	20	−60÷+85	2,6—4,1	—	—	—	2250—3520	—	0,15
СТ3-25	1,5; 2,2; 3,3	20	−100÷+125	3,05—3,75	8	0,01	0,4	2600—3200	0,08	0,02
СТ2-26	1,0—10	20	−60÷+125	2,4—5,0	—	—	—	2060—4300	—	—
СТ3-26	0,1—0,68	20	−60÷+125	2,4—5,0	—	—	—	2060—4300	—	—

Примечания. 1. Промежуточные значения номинального сопротивления соответствуют шкале ГОСТ 2825—63.
2. Для терморезистора КМТ-14 постоянная времени 10 с в режиме нагрева и 60 с в режиме охлаждения.

Таблица 12.14. **Полупроводниковые терморезисторы с положительным ТКС (позисторы)**

Параметр	СТ5-1	СТ6-1А	СТ6-1Б	СТ6-2Б	СТ6-3Б
Сопротивление при 20°С, Ом	20—150	40—400	100—700	10—100	1000—10 000
Максимальная мощность рассеяния при 20°С, Вт	0,8	1,1	0,8	1,3	0,2
Диапазон рабочих температур, °С	−60÷+200	−60÷+155	−60÷+125	−60÷+125	−60÷+125

Окончание табл. 12.14

Параметр	СТ5-1	СТ6-1А	СТ6-1Б	СТ6-2Б	СТ6-3Б
Температурный интервал положительного ТКС, °С	120—190	40—155	20—125	0—125	10—125
Кратность изменения сопротивления в области положительного ТКС	10^3	10^3	10^3	10^3	10^3
Максимальный ТКС: %/°С, не менее	15	10	15	15	15
Температурный интервал максимального ТКС, °С	120—130	90—120	70—100	70—95	60—90
Коэффициент рассеяния, мВт/град	4	8—9	8—9	12—14	0,2—0,25
Постоянная времени, с	10—15	10—15	10—15	—	5
Размер, мм	*D*5,0×2,5	*D*5,0×2,5	*D*5,0×2,5	*D*20×1,5	*D*2,0×2,0

Таблица 12.15. **Полупроводниковые терморезисторы косвенного подогрева типа СТ**

Параметр	СТ1-21	СТ1-27	СТ3-21	СТ3-27
Номинальное сопротивление при +25°С, кОм	10, 33, 100	33	1	2,2
Минимальное сопротивление в нагретом состоянии, Ом	50, 150, 300	150	10	30
Номинальная мощность, мВт	60	70	60	70
Сопротивление подогревателя, Ом	100	100	100	100
Максимальное напряжение между подогревателем и термочувствительным элементом, В	100	40	100	40
Постоянная времени, с	20	5	20	5
Размер, мм	*D* 9,5×48 *L* 12×48	*D* 9,5×48 *L* 10×48	*D* 9,5×48 *L* 12×48	*D* 9,5×48 *L* 12×48

Таблица 12.16. **Полупроводниковые терморезисторы косвенного подогрева типа ТКП**

Параметр	Тип			
	ТКП-20	ТКП-50А	ТКП-50Б	ТКП-300
Сопротивление в холодном состоянии, кОм	0,5	2	0,75	10
Температурный коэффициент, %/°С	—2	—2,3	—2,3	—3,5
Номинальная мощность подогрева, мВт	160	160	160	20
Сопротивление при номинальной мощности, Ом	20	50	50	300
Постоянная, В, °С	1850	3200	3200	3000
Пробивное напряжение между рабочим телом и подогревателем, В	150	150	150	50
Максимальный рабочий ток через подогреватель, мА	40	35	35	20
Номинальный ток через подогреватель, мА	30	25	25	15
Сопротивление подогревателя при токе через обмотку 10 мА, Ом	40	40	40	30
Коэффициент энергетической чувствительности, мВт/%	0,00295	0,04654	0,04654	0,0919
Максимальная мощность в обмотке подогревателя при максимальном рабочем токе, мВт	180±40	160±40	160±40	20±40
Максимальный ток через подогреватель, мА	49	45	45	25
Постоянная времени, с	143	114	114	13,5

разности температур образца и окружающей среды 1°.

Коэффициент энергетической чувствительности численно равен мощности, которую необходимо подвести к терморезистору для уменьшения его сопротивления на 1%.

Постоянная времени τ — время, в течение которого температура терморезистора изменяется в *e* раз (на 63%) при перенесении терморезистора из воздушной среды с температурой 0°С в воздушную среду с температурой 100°С.

Полупроводниковые варисторы (табл. 12.17) — полупроводниковые резисторы объемного типа в форме дисков и стержней с изменяющимся в зависимости от напряжения сопротивлением (рис. 12.11). Находят применение в стабилизаторах и ограничителях напряжения,

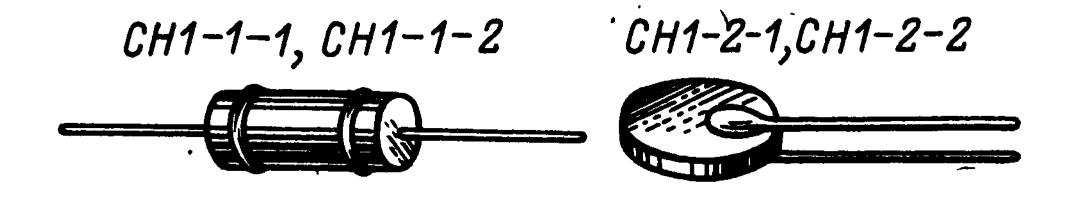


Рис. 12.11

в частности в устройствах стабилизации высоковольтных источников напряжения телевизоров, для стабилизации токов в отклоняющих катушках кинескопов, в системах размагничивания цветных кинескопов, в системах автоматического регулирования, в генераторах переменного и импульсного напряжения.

Номинальное классификационное напряжение $U_{кл}$ — постоянное напряжение, при подаче кото-

Таблица 12.17. **Полупроводниковые дисковые и стержневые варисторы**

$U_{кл}$, В	U_{max}, В	β, не менее
СН1-2-1 (*D* 16×8 мм) $P_{ном}=1$ Вт, $I_{кл}=3$ мА		
56	180	3,5
68	210	3,5
82	250	3,5
100	300	3,5
120	360	3,5
150	450	3,5
180	550	3,5
220	650	3,5
270	800	3,5
СН1-2-2 (*D*12×7 мм), $P_{ном}=1$ Вт, $I_{кл}=3$ мА		
15	60	3
18	70	3
22	80	3
27	90	3
33	95	3
39	119	3
47	120	3,5
56	150	3,5
68	170	3,5
82	200	3,5
100	230	3,5

$U_{кл}$, В	U_{max}, кВ	β, не менее
СН1-10 (*D*40×10 мм), $P_{ном}=3$ Вт, $I_{кл}=10$ мА		
15	75	3,2
18	90	3,2
22	110	3,2
27	135	3,2
33	165	3,2
39	195	3,2
47	235	3,2
СН1-1-1 (*D*9×19 мм), $P_{ном}=1$ Вт, $I_{кл}=10$ мА		
560	1,2	3,5
680	1,3	4
820	1,4	4
1000	1,5	4
1200	1,6	4
1300	1,7	4,5
1500	2	4,5

$U_{кл}$, В	U_{max}, В	β, не менее
СН1-1-2 (*D*7×16 мм), $P_{ном}=0,8$ Вт, $I_{кл}=10$ мА		
560	1,2	3,5
680	1,3	4
1300	1,7	4,5
СН1-6 (*D* 35×9 мм), $P_{ном}=2,5$ Вт, $I_{кл}=20$ мА		
33	0,15	4,0
СН1-8 (*D* 13×120), $P_{ном}=2,0$ Вт, $I_{кл}=50$ мкА		
20 000	30	6,0
25 000	30	6,0

Примечание. Указанные значения $P_{ном}$ для дисковых варисторов СН1-1-1 и СН-1-2 допустимы при $t_{окр}<70°C$, для СН1-6 при $t_{окр}<75°C$, для стержневых варисторов СН1-2-1 и СН1-2-2 при $t_{окр}<60°C$.

рого на варистор через него проходит заданный ток $I_{кл}$, который также называется классификационным. Фактическое напряжение $U_{кл}$ может отличаться от номинального на ±10 или ±20%.

Коэффициент нелинейности варистора β — отношение сопротивления варистора постоянному току к его сопротивлению переменному току.

Фоторезисторы — полупроводниковые резисторы, сопротивление которых изменяется под действием электромагнитного излучения. Свето-

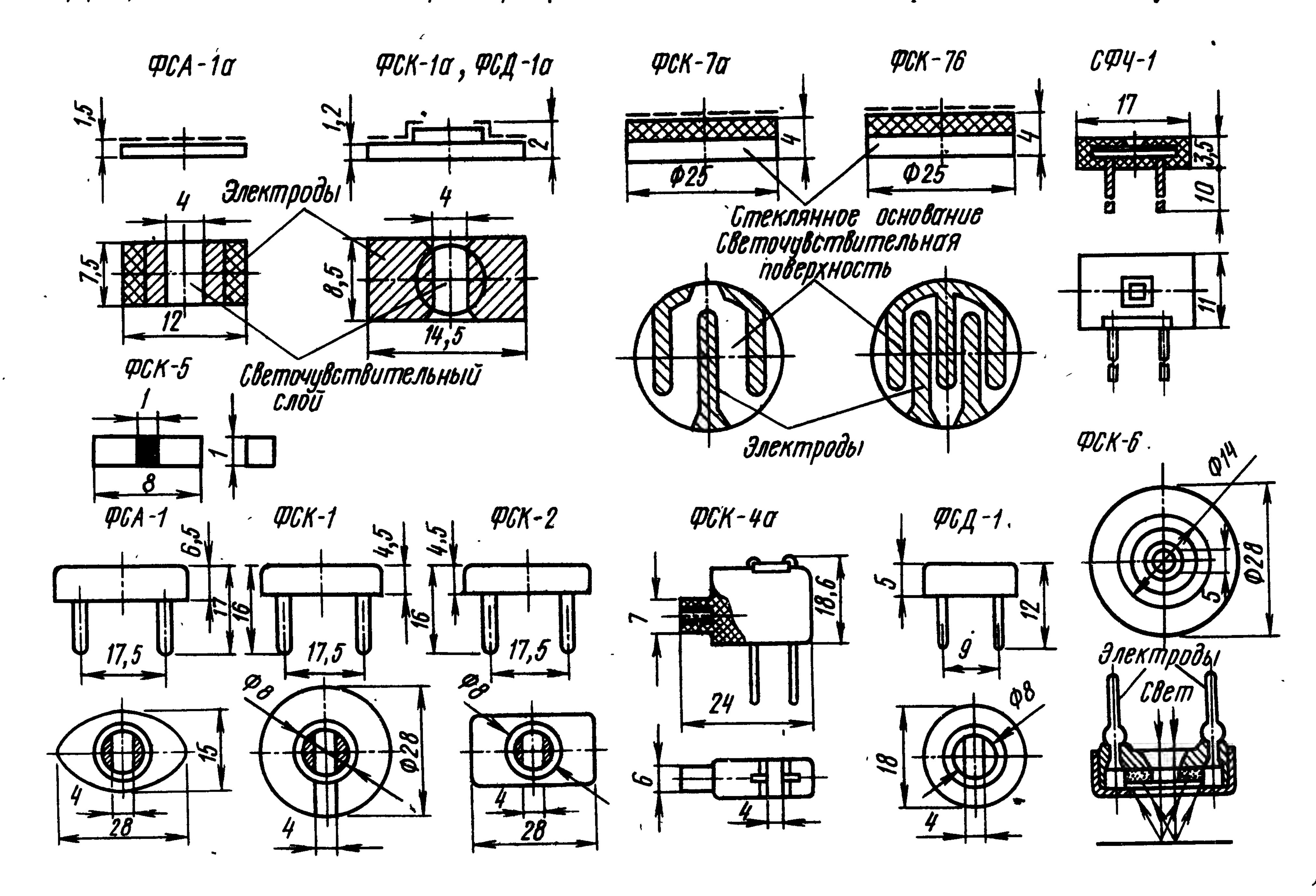


Рис. 12.12

чувствительный элемент представляет собой прямоугольную или круглую, таблетку, спрессованную из полупроводникового материала; или тонкую пленку на стеклянной подложке, с электродами с малым переходным сопротивлением (рис. 12.12) и (рис. 12.13).

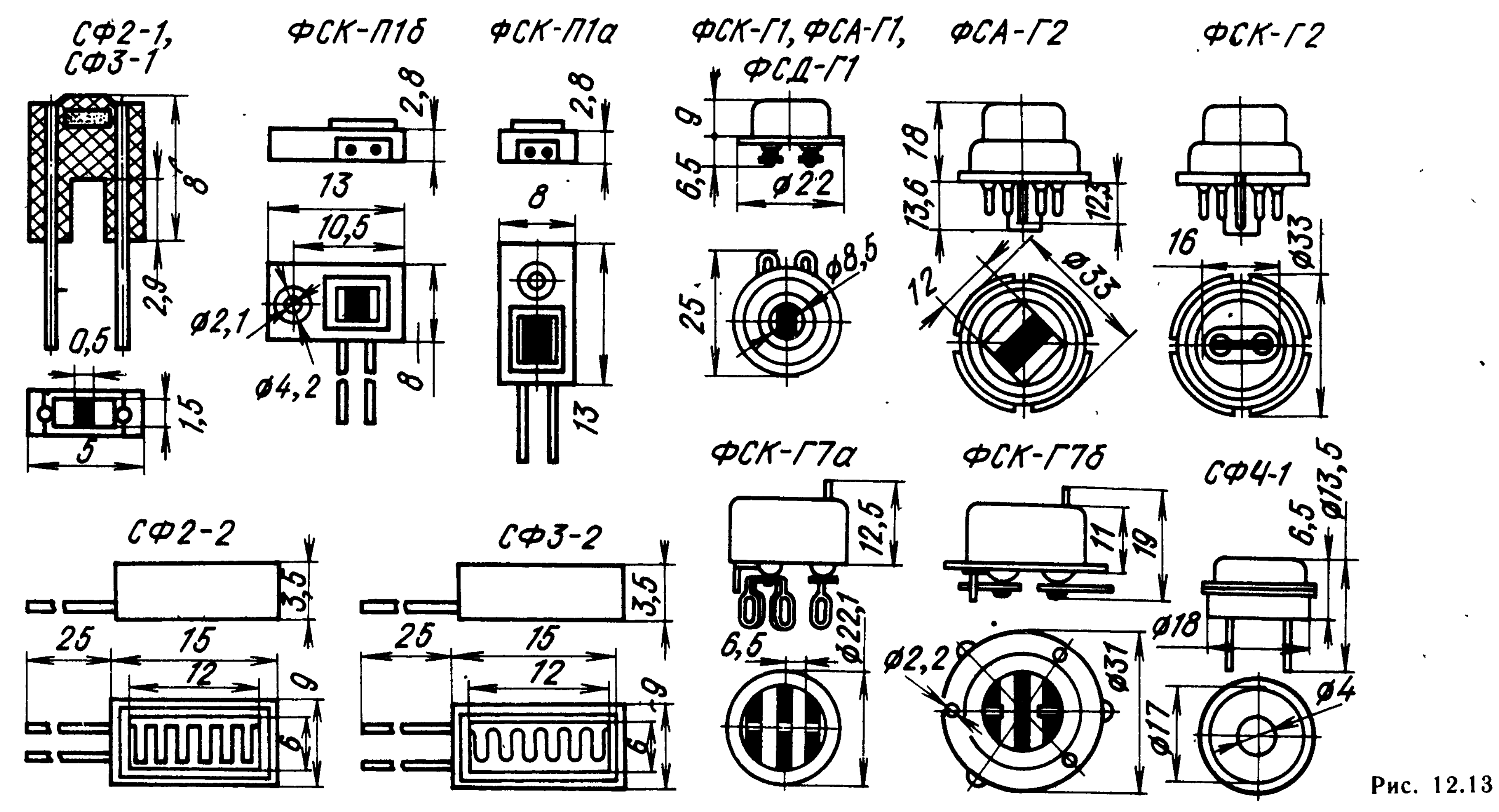


Рис. 12.13

Таблица 12.18. **Полупроводниковые сернисто-кадмиевые и селенисто-кадмиевые фоторезисторы**

Тип	Допускаемая мощность рассеяния, Вт	Рабочее напряжение, В	Темновое сопротивление, МОм, не менее	Темновой ток, мкА: Максимум (ТУ, ГОСТ)	Темновой ток, мкА: Среднее значение	Световой ток, мкА: Минимум (ТУ ГОСТ)	Световой ток, мкА: Среднее значение	Фототок, мкА (среднее значение)	$R_т/R_{св}$: Минимум (ТУ, ГОСТ)	$R_т/R_{св}$: Среднее значение	Интегральная чувствительность, В/лм	Удельная чувствительность, мкА (лм • В), среднее значение	К, мкА (лм • В), среднее значение
ФСК-1а	0,125	50	3,3	15	5	1500	2000	2000	100	470	2,8	7000	1000
ФСК-1	0,125	50	3,3	15	5	1500	2000	2000	100	400	2,8	7000	1100
ФСК-2	0,125	100	3,3	30	10	600	1000	1000	20	100	0,5	1600	250
ФСК-4а	0,125	25	1,6	30	5	1500	2000	2000	50	400	3	15 000	240
ФСК-5	0,05	50	10	5	1	880	1000	1000	17	1000	5	220 000	2200
ФСК-6	0,20	50	3,3	15	5	1500	2000	2000	100	400	0,28	6000	128
ФСК-7а	0,35	50	0,5	100	10	350	500	500	3,5	50	0,15	250	150
ФСК-7б	0,35	10	0,1	100	10	800	3000	3000	8	300	3,6	7500	600
ФСК-Г7	0,35	50	5	10	5	1000	2000	2000	100	400	0,7	1800	460
ФСК-Г1	0,12	50	3,3	15	5	1500	2000	2000	100	400	2,1	7000	1100
ФСК-Г2	0,20	50	1.6	30	10	2500	6000	4000	83	800	2,1	7000	1100
ФСК-П1	0,10	100	100	1	0,01	1000—2000	2000	2000	1000—2000	200 000	4,8	8000	320
СФ2-1	0,01	15	15	1	0,5	500	1000	1000	500	2000	10	400 000	360
СФ2-2	0,05	2	2	1	0,5—0,2	500	1500	1500	500	3000	0,36	75 000	190
СФ3-2	0,10	5	5	1	0,5	500	2000	2000	500	4000	—	80 000	800
ФСК-М1	0,03—0,06	70	700	—	<0,1	—	300	—	—	$10—10^6$	0,5—3	$35—50 \cdot 10^3$	—
ФСК-М2	0,03—0,06	70	70	—	<1	—	1000	—	—	$10^3—10^6$	3—10	$35—50 \cdot 10^3$	—
ФСД-1а	0,05	20	2	10	1	1500	3000	3000	150	2000	15	30 000	4800
ФСД-1	0,05	20	2	10	1	1500	3000	3000	150	2000	15	30 000	4800
ФСД-Г1	0,05	20	2	10	1	1500	3000	3000	150	2000	15	30 000	4800
СФЗ-1	0,01	15	30	0,5	0,01	750	1500	1500	1500	150 000	20	600 000	540

Примечание. 1. Параметры резисторов ФСК-7а, ФСК-7б, ФСК-Г7 соответствуют одной половине фоторезисторов.
2. Световой ток определен через 15 с после воздействия 200 лк; темновой через 30 с после снятия освещенности.

Таблица 12.18а. **Полупроводниковые сернисто-свинцовые и селенисто-свинцовые фоторезисторы**

Тип	Допускаемая мощность рассеяния, Вт	Рабочее напряжение, В	Темновое сопротивление, кОм	$R_т/R_{св}$, не менее	Относительное изменение сопротивления, %, не менее	Удельная чувствительность, мкА/(лм. В)	Постоянная времени, мкс
ФСА-1	0,01	2—100	22—1000	1,2	20	500	40—400
ФСА-1а	0,01	2—100	22—1000	1,2	20	500	40—400
ФСА-6	0,01	5—30	50—300	1,2	20	500	40—400
ФСА-Г1	0,01	4—40	47—470	1,2	20	500	40—400
ФСА-Г2	0,01	4—40	47—470	1,2	20	500	40—400
СФ4-1	0,01	2—15	0,1—1000	—	1,3	—	3—20

Фоторезисторы (табл. 12.18 и 12.18а) используют в компенсационных стабилизаторах напряжения, для автоматической регулировки яркости в телевизорах, в автостопах для магнитофонов.

Темновое сопротивление $R_т$ — сопротивление фоторезистора при полной защите проводящего элемента от воздействия потока излучения.

Кратность изменения сопротивления $R_т/R_{св}$ — отношение темнового сопротивления фоторезистора к его сопротивлению при освещенности 20 лк от источника излучения с цветовой температурой 2850 К.

Темновой ток $I_т$ — ток, который протекает через фоторезистор, включенный в цепь с источником ЭДС при полной защите проводящего элемента от потока излучения.

Световой ток $I_с$ — ток фоторезистора при рабочем напряжении и освещенности 200 лк от источника излучения с цветовой температурой 2850 К.

Фототок $I_ф$ — разность между световым и темновым током фоторезистора.

Чувствительность фоторезистора — отношение фототока, определенного при освещенности 200 лк и соответствующем рабочем напряжении, к величине светового потока.

12.5. ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Фотоэлемент представляет собой двухэлектродный электровакуумный прибор, служащий для преобразования световой энергии в электрическую. Под действием света, падающего на фотоэлектронный катод, нанесенный на внутреннюю поверхность стеклянного баллона (или на пластинку, закрепленную в определенном месте баллона), катод эмиттирует поток электронов.

Анодом служит проволочное кольцо (или пластинка из никеля), расположенное так, чтобы не мешать попаданию светового потока на катод.

В ионных фотоэлементах (ЦГ-1 — ЦГ-4) баллоны заполнены разреженным газом.

Основные параметры фотоэлементов даны в табл. 12.19.

Таблица 12.19. **Фотоэлементы**

Тип (фотокатод)*	$U_{и.п}$, В**	Интегральная чувствительность, мкА/лм	Темновой ток, А, не более	Размер, мм, не более	
				D	h
СЦВ-3(С)	240(300)	110	$1 \cdot 10^{-8}$	26	62
СЦВ-4(С)	240(300)	125	$1 \cdot 10^{-7}$	39,5	129
СЦВ-51(С)	240(300)	80	$1 \cdot 10^{-8}$	30	63
Ф-1(С)	100(300)	70	$1 \cdot 10^{-14}$	40	103
Ф-2(С)	100(300)	15	$1 \cdot 10^{-8}$	20	67

Продолжение

1	2	3	4	5	6
Ф-4(С)	30(300)	—	$5 \cdot 10^{-11}$	42	103
Ф-5(К)	30(300)	—	$5 \cdot 10^{-11}$	37	103
Ф-6(В)	30(300)	40	$1 \cdot 10^{-11}$	33	76
Ф-7(М)	100(300)	—	$1 \cdot 10^{-11}$	44,5	97
Ф-8(С)	150(300)	80	$1 \cdot 10^{-8}$	26	62
Ф-10(Г)	100(300)	80	$1 \cdot 10^{-12}$	72	100
Ф-13(Г)	100(300)	40	$1 \cdot 10^{-12}$	40	62
Ф-16(Щ)	100	100	$1 \cdot 10^{-13}$	55	80
ЦГ-1(К)	240(300)	75	$1 \cdot 10^{-7}$	56	131
ЦГ-3(К)	240(240)	100	$1 \cdot 10^{-7}$	27	62
ЦГ-4(К)	240(300)	100	$1 \cdot 10^{-7}$	39,5	129
Ф-21(К)	100(2000)	8,0	$3 \cdot 10^{-10}$	41	36
Ф-22(СКН)	100(300)	50	$1 \cdot 10^{-13}$	45	67
Ф-23(К)	100(300)	10	$5 \cdot 10^{-11}$	42	48

* Сокращенные обозначения материалов фотокатодов: В — висмуто-серебряно-цезиевый; Г — сурьмяно-галлиево-натриево-цезиевый; К — кислородно-серебряно-цезиевый; М — магниевый; С — сурьмяно-цезиевый; Щ — мультищелочной; СКН — сурьмяно-калиево-натриево-цезиевый.

** Без скобок указано номинальное напряжение питания, в скобках — максимально допускаемое напряжение.

Темновой ток — ток в цепи прибора, полностью защищенного от воздействия излучений, в амперах.

Интегральная чувствительность — фототок, создаваемый в фотоэлементе световым потоком в 1 лм. В вакуумных фотоэлементах интегральная чувствительность составляет 20 — 90 мкА/лм, в ионных — 150 — 200 мкА/лм.

12.6. КОНДЕНСАТОРЫ

Параметры конденсаторов

Номинальная емкость $C_{ном}$ — емкость, обозначенная на конденсаторе. Фактическая емкость конденсатора может отличаться от обозначенной на нем на значение, не превышающее допускаемого отклонения, которое маркируется после обозначения номинальной емкости цифрами в процентах, пикофарадах или по коду согласно табл. 12.20. Конденсаторы постоянной емкости выпускают с номинальными емкостями и допусками, указанными в табл. 12.21.

Номинальную емкость маркируют на конденсаторе полностью (может быть не обозначена единица «пФ») или же с использованием следующего кода (для миниатюрных конденсаторов):

1. Емкости менее 100 пФ выражают в пикофарадах; для обозначения этой единицы измерения используют букву П.
2. Емкости от 100 до 9100 пФ выражают в долях нанофарады, а от 0,01 до 0,091 мкФ — в нанофарадах; для обозначения нанофарады применяют букву Н.
3. Емкости от 0,1 мкФ и выше выражают в микрофарадах; для обозначения этой единицы применяют букву М.
4. Если номинальная емкость выражается целым числом, то обозначение единицы измерения ставят после этого числа. Например, емкость 15 пФ обозначают 15П, а емкость 0,015 мкФ = = 15 нФ обозначают 15Н.
5. Если номинальная емкость выражается десятичной дробью, меньшей единицы, то нуль целых и запятая из маркировки исключаются, а буквенное обозначение единицы измерения располагается перед числом. Например, емкость 150 пФ = 0,15 нФ обозначают Н15, а емкость 0,15 мкФ обозначают числом М15.
6. Если номинальная емкость выражается целым числом с десятичной дробью, то целое число ставят впереди, а десятичную дробь после буквы, т. е. буква, обозначающая единицу измерения, заменяет запятую. Например, емкость 1,5 пФ обозначают 1П5, а емкость 1500 пФ = 1,5 нФ обозначают 1Н5.

Таблица 12.20. **Кодирование допускаемых отклонений от номинальных емкостей конденсатора**

Допускаемое отклонение, %	Код	Допускаемое отклонение, %	Код	Допускаемое отклонение, %	Код
+100 −10	Ю	+50 −20	Б	±5	И
+100 −0	Я	+50 −10	Э	±2	Л
+80 −20	А	±30	Ф	±1	Р
		±20	В	±0,5	Д
		±10	С	±0,2	У
				±0,1	Ж

Примечание. На конденсаторах с $C_{ном} < 10$ пФ допускаемое отклонение ±0,4 пФ кодируется буквой Х.

Типовые обозначения конденсаторов в соответствии с ГОСТ 13453—68 приведены в табл. 12.22. (первый индекс — группа элементов; второй — группа конденсаторов по виду диэлектрика; третий — назначение; четвертый — порядковый номер исполнения). Для ранее разработанных конденсаторов сохранены обозначения (названия), в основу которых брались различные признаки (конструктивные, технологические и др.). Например, КБГ — конденсаторы бумаж-

Таблица 12.21. **Ряды номинальных емкостей**

Е24 (доп. откл. ±5%)	1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
Е12 (доп. откл. ±10%)	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2												
Е6 (доп. откл. ±20%)	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8																		

Примечания. 1. Номинальные емкости конденсаторов с допускаемыми отклонениями ±5%, ±10%, ±20% и более (за исключением конденсаторов, указанных в пп. 2 и 3 примечания) должны соответствовать числам, приведенным в табл. 12.21, и числам, полученным умножением этих чисел на 10^n, где n — целое положительное или отрицательное число. Номинальные емкости конденсаторов с допускаемыми отклонениями более ±20% должны выбираться по ряду Е6.

2. Номинальные емкости электролитических конденсаторов должны выбираться из ряда: 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000; 2000; 5000.

3. Номинальные емкости (от 0,1 мкФ и выше) конденсаторов с бумажным и пленочным диэлектриком в прямоугольных корпусах должны выбираться из ряда: 0,1; 0,25; 0,5; 1; 2; 4; 6; 8; 10; 20; 40; 60; 80; 100; 200; 400; 600; 800; 1000.

Таблица 12.22. **Сокращенные обозначения конденсаторов**

Первый индекс	Второй индекс	Третий индекс	Четвертый индекс	Пример обозначения
К — конденсаторы постоянной емкости	10 — керамические на номинальные напряжения ниже 1600 В	Не указывается — для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов	(Вариант исполнения конденсаторов одной группы по виду диэлектрика)	К15И-1 (конденсаторы постоянной емкости, керамические на номинальное напряжение выше 1600 В, предназначенные для работы в импульсных режимах)
	15 — керамические на номинальные напряжения 1600 В и выше	П — для работы в цепях постоянного и переменного токов		
	20 — кварцевые			
	21 — стеклянные			
	22 — стеклокерамические			
	23 — стеклоэмалевые			
	31 — слюдяные малой мощности			
	32 — слюдяные большой мощности			
	40 — бумажные на номинальные напряжения 1600 В с фольговыми обкладками	Ч — для работы в цепях переменного тока		
	41 — бумажные на номинальные напряжения 1600 В и выше с фольговыми обкладками	У — для работы в цепях постоянного тока и в импульсных режимах		
	42 — бумажные с металлизированными обкладками			
	50 — электролитические алюминиевые			
	51 — электролитические танталовые фольговые			
	52 — электролитические танталовые объемнопористые	И — для работы в импульсных режимах		
	53 — оксиднополупроводниковые			
	60 — воздушные			
	61 — вакуумные			
	70 — полистирольные с фольговыми обкладками			
	71 — полистирольные с металлизированными обкладками			
	72 — фторопластовые (Ф-4)			
	73 — полиэтилентерефталатные с металлизированными обкладками			
	74 — полиэтилентерефталатные с фольговыми обкладками			
	75 — комбинированные			
КТ — конденсаторы подстроечные	1 — вакуумные 2 — воздушные	То же		КТ2-1 (конденсаторы подстроечные воздушные)

ные герметизированные; КТ — конденсаторы трубчатые.

Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) — параметр, характеризующий относительное изменение емкости конденсатора под влиянием изменений температуры. Выражается в миллионных долях на градус (10^{-6}/°С); ТКЕ может принимать положительное или отрицательное значение.

Номинальное напряжение $U_{ном}$ — максимально допускаемое постоянное напряжение или сумма постоянной составляющей и амплитуды переменной составляющей напряжения (или однополярного импульсного напряжения), при котором конденсатор может надежно и длительно работать (в основном в цепях постоянного или пульсирующего тока). Для большинства типов конденсаторов указывается номинальное рабочее напряжение постоянного тока. При работе конденсаторов в цепи переменного тока предельно допустимое действующее значение переменного напряжения должно быть в 1,5—2 раза меньше указанного рабочего напряжения для постоянного тока. При работе конденсатора в цепи пульсирующего тока сумма постоянного напряжения и амплитудного значения переменного напряжения на нем не должна превышать его номинального рабочего напряжения.

Сопротивление изоляции $R_{из}$ — параметр, характеризующий качество диэлектрика конденса-

тора и, следовательно, ток утечки через него. Для электролитических конденсаторов вместо сопротивления изоляции указывают передельный ток утечки при номинальном напряжении.

Потери энергии в конденсаторе, работающем в цепи переменного тока, характеризуют тангенсом угла $\operatorname{tg}\delta$, который является дополнением до 90° к углу сдвига фаз φ между действующими значениями напряжения U на конденсаторе и проходящего через него тока I. Величина, обратная тангенсу угла потерь, называется добротностью конденсатора Q.

Реактивная мощность P_q — параметр, регламентируемый для керамических и слюдяных конденсаторов, используемых в радиочастотных цепях. Этот параметр используют при расчете колебательных контуров передатчиков. Так как потери в конденсаторах при этом невелики, т. е. $\varphi \to 90°$ и $\cos\varphi \to 1$, то практически $P_q = UI$.

Для каждого конструктивного вида конденсатора нормируется номинальное (предельное) значение реактивной мощности, которое недопустимо превышать. При данном виде диэлектрика номинальное значение P_q зависит от размеров конденсатора и его конструктивных особенностей.

12.7. КОНДЕНСАТОРЫ ПОСТОЯННОЙ ЕМКОСТИ

Керамические конденсаторы

Керамические конденсаторы подразделяются на высокочастотные (с малыми потерями) и низкочастотные (с большими потерями).

Конденсаторы с диэлектриком из радиочастотной керамики разделяются на группы по значениям ТКЕ (табл. 12.23), а конденсаторы из низкочастотной керамики — по относительному изменению емкости в рабочем диапазоне температур (табл. 12.24). Группу ТКЕ или допускаемое изменение емкости в диапазоне рабочих температур чаще всего маркируют окраской корпуса конденсатора и цветовыми метками согласно табл. 12.23 и 12.24.

Таблица 12.23. **Значения ТКЕ и их условные обозначения для керамических конденсаторов**

Значение ТКЕ на 1°С	Условное обозначение ТКЕ		
	Буквами и цифрами	Цветным кодом	
		Цвет покрытия конденсатора	Маркировочная точка
$+(120\pm30)\cdot10^{-6}$	П120	Синий	Без точки
$+(100\pm30)\cdot10^{-6}$	П100	Синий	Черная
$+(33\pm30)\cdot10^{-6}$	П33	Серый	Без точки
$0\pm30\cdot10^{-6}$	МПО	Голубой	Черная
$-(33\pm30)\cdot10^{-6}$	М33	Голубой	Коричневая
$-(47\pm30)\cdot10^{-6}$	М47	Голубой	Без точки
$-(75\pm30)\cdot10^{-6}$	М75	Голубой	Красная
$-(150\pm40)\cdot10^{-6}$	М150	Красный	Оранжевая
$-(220\pm40)\cdot10^{-6}$	М220	Красный	Желтая
$-(330\pm100)\cdot10^{-6}$	М330	Красный	Зеленая
$-(470\pm100)\cdot10^{-6}$	М470	Красный	Синяя
$-(750\pm100)\cdot10^{-6}$	М750	Красный	Без точки
$-(700\pm100)\cdot10^{-6}$	М700	Красный	Без точки
$-(1500\pm200)\cdot10^{-6}$	М1500	Зеленый	Без точки
$-(1300\pm200)\cdot10^{-6}$	(М1300)	Зеленый	Без точки
$-(2200^{+500}_{-300})\cdot10^{-6}$	М2200	Зеленый	Желтая

Таблица 12.24. **Маркировка конденсаторов с диэлектриком из НЧ керамики**

Цвет точки на оранжевом корпусе	Условное обозначение группы	Изменение емкости в диапазоне температур от 60 до +85 С/%, не более
Зеленый	Н30	±30
Синий	Н50	±50
	Н70	−70
Белый	Н90	−90

Для некоторых типов керамических конденсаторов применяют иные способы маркировки:

1. Указанным в табл. 12.23 и 12.24 цветом для маркировочной точки окрашивается одна сторона корпуса (конденсаторы КЛГ).

2. Группа ТКЕ или допускаемое изменение емкости при изменениях температуры обозначается двумя цветовыми точками или полосками; одна из них имеет цвет, указанный в первой графе табл. 12.23, или оранжевый на конденсаторах групп Н30 — Н90, а расположенная рядом точка или более узкая полоска имеет цвет, указанный в табл. 12.23 и 12.24 для маркировочной точки. В последнем случае конденсатор может быть окрашен в любой цвет, за исключением указанных в таблицах.

3. Группа ТКЕ или допускаемое изменение емкости в диапазоне рабочих температур маркируется буквой и числом согласно табл. 12.23 и 12.24.

Приведенные на рис. 12.14 кривые иллюстрируют относительное изменение емкости $C/C_{t=20°C}$ керамических конденсаторов с различными значениями ТКЕ при изменении температуры. Номинальные реактивные мощности конденсаторов с диэлектриком из радиочастотной керамики представлены в табл. 12.25.

Керамические радиочастотные конденсаторы применяют в колебательных контурах, в цепях емкостей связи, в качестве блокировочных и шунтирующих, в линиях задержки, для термокомпенсации, в фильтровых цепях. Керамические НЧ конденсаторы (группы Н по ТКЕ) применяют в качестве шунтирующих, блокировочных, фильтровых, а также для связи между каскадами на низкой частоте.

Наибольшее распространение имеют керамические конденсаторы следующих видов: дисковые (рис. 12.15) и трубчатые (рис. 12.16, табл. 12.26); опорные дисковые и трубчатые (рис. 12.17, табл. 12.27), пластинчатые и монолитные (рис. 12.15, табл. 12.28, 12.29, 12.31), литые секционные (рис. 12.18, табл. 12.30).

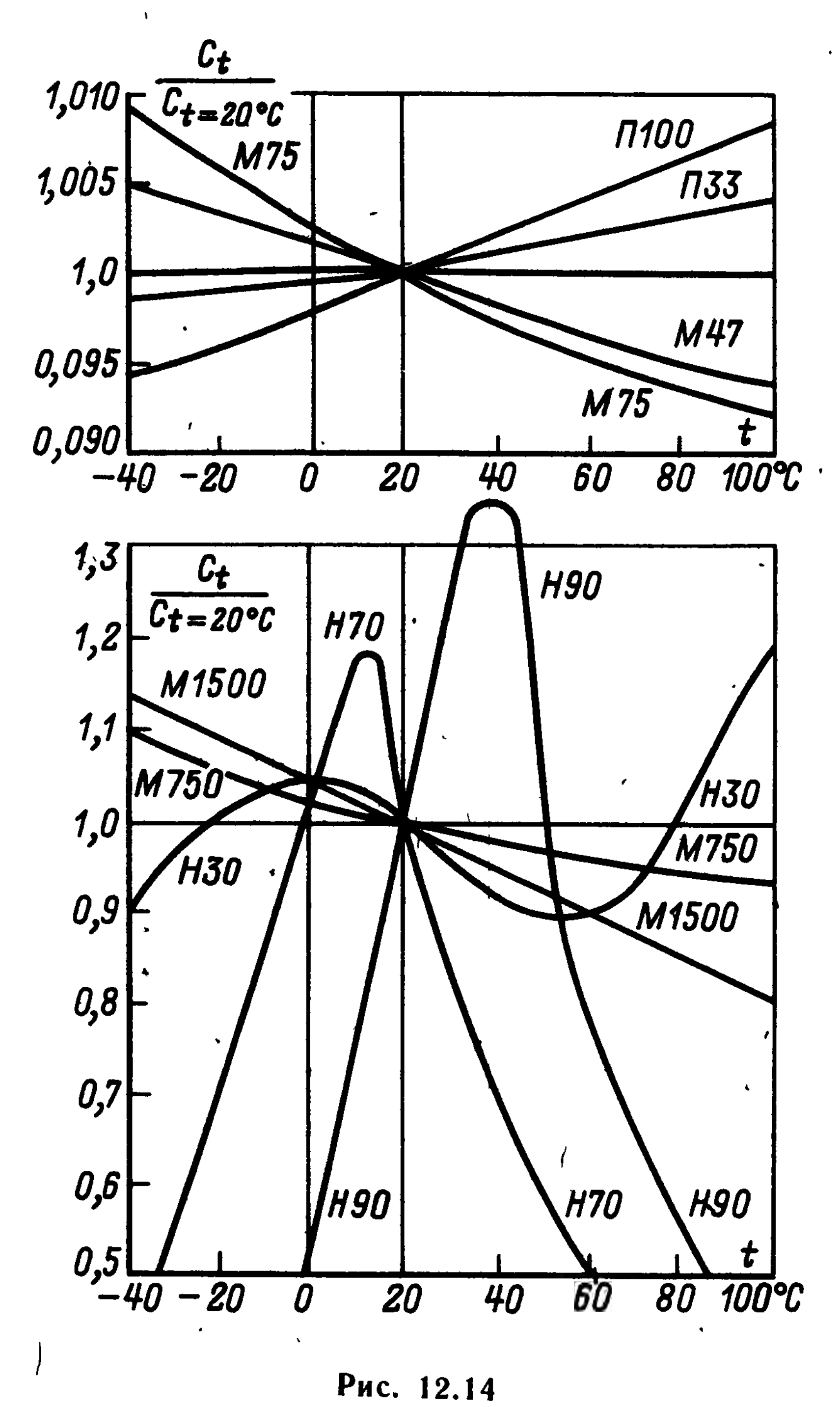


Рис. 12.14

Таблица 12.25. **Номинальные реактивные мощности конденсаторов с диэлектриком из радиочастотной керамики**

Тип	Размер корпуса, мм	P_q, вар	Тип	Размер корпуса, мм	P_q, вар	Тип	Размер корпуса мм	P_q, вар
КД-1	D4,5	20				КЛГ-1,	4×5×4	100
	D5,5	30		D10×12	300	КЛГ-2	6×5×4	120
	D6,5	40		D10×20	400	КЛГ-3	8×5×4	150
	D6,5	20	КТ-3	D10×30	600		10×5×4	150
	D8,5	40		D10×40	800			
							4×5×4	75
КД-2	D10	60		D10×50	1000	КЛС-1	5×6×4	100
КДУ	D12,5	80		D10×60	1200	КЛС-2	6×6×4	125
	D16,5	100				КЛС-3	6×9×4	150
							11×6×4	175
КДО-1	D10	75	КО-1	D7×12	50		5×4×6	10
КДО-2	D12	75	КО-2	D8×15	75	КМ-4	7×6×4	10
						КМ-5	9×8×4	20
	D3×10	20					11×10×4	30
КТ-1	D3×12	30	КТП-1	D7×12	30		13×12×4	40
	D3×16	40		D7×16	40		6×6×6	10
	D3×20	50					7×7×6	10
						КМ-6	9×9×6	20
КТ-2	D5×12	50	КТП-2	D8×16	50		11×11×6	30
	D5×16	50		D8×20	60		13×13×6	40
	D5×20	75						
	D5×25	75	КТП-3	D10×20	60	К10-7В	4×4×4	20
	D5×30	100		D10×28	70		6×6×4	40
	D5×40	125					8×8×4	60
	D5×50	150					10×10×4	80
							12×12×4	100

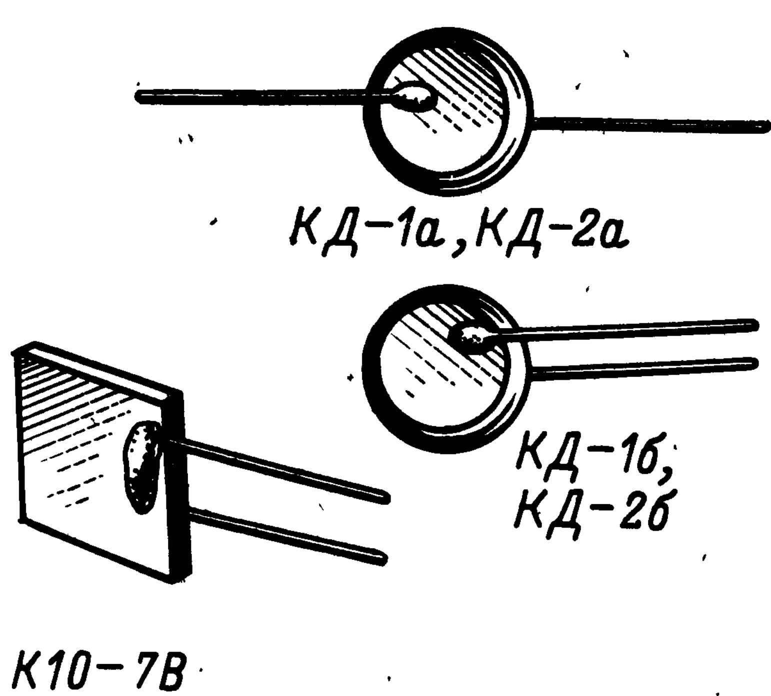


Рис. 12.15

КТ-1

КТ-2а

КТ-2в, КТ-3в

Рис. 12.16

Таблица 12.26. **Дисковые и трубчатые керамические конденсаторы**

Группа ТКЕ	КД-1 (D 4,5—6,5 мм)		КД-2 (D 6,5—8,5 мм)		КДУ (D 8,5—16,5 мм)		КТ-1 (D 3 мм)		КТ-2 (D 7 мм)		КТ-3 (D 10 мм)	
	$U_{ном}$, В	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В	$C_{ном}$, пФ
П100 П33 М47 М75 М700 М1300	250	1—7,5 1—10 1—15 1—39 10—56 18—130	500	1—12 1—30 1—43 1—68 3,3—150 15—270	500	1—2,2 1—27 3,3—2,7 27—47 —	250	1—30 1—62 1—75 1—130 2,2—270 15—560	500	2,2—100 2,2—180 2,2—240 2,2—360 2,2—910 15—2200	750	2,2—110 2,2—150 2,2—240 — 2,2—1000 —
Н70	160	680—2200	300	680—6800	—	—	160	680—10000	300	680 пФ—0,033 мкФ	—	—

Окончание табл. 12.26

Примечания. 1. Указанные в таблице значения $U_{ном}$ допустимы для конденсаторов при $t_{окр} \le 85°$ С.

2. Конденсаторы КД-1, КД-2 группы Н70 изготовляют с отклонением от номинальной емкости не более $\pm^{80}_{20}$%; конденсаторы КД-1 остальных групп — не более ±5; ±10; ±20; конденсаторы КД-2 этих же групп — не более ±2%; конденсаторы КДУ — только ±10 и ±20%.

3. Конденсаторы КТ-1 — КТ-3 изготовляют с допускаемым отклонением от номинальной емкости ±5; ±10 или ±20; конденсаторы КТ-2 и КТ-3, кроме того, выпускают с отклонением ±2%.



Рис. 12.17

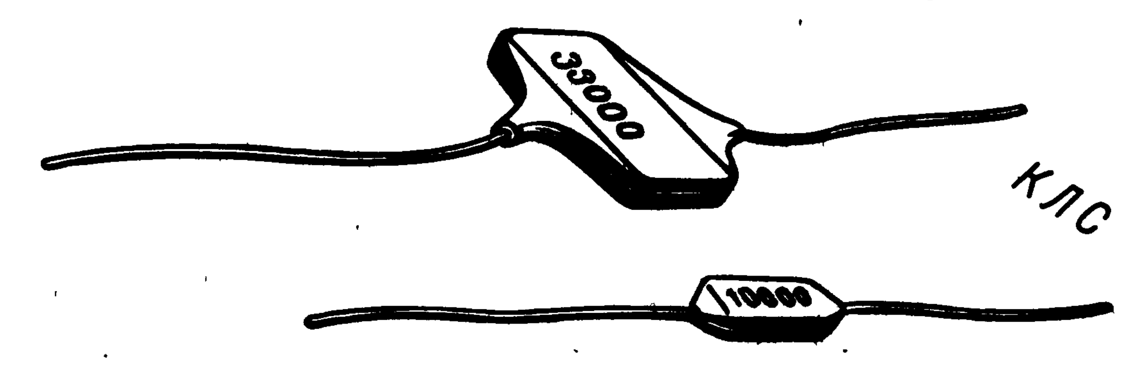


Рис. 12.18

Таблица 12.27. **Дисковые и трубчатые опорные керамические конденсаторы**

Группа ТКЕ	$C_{ном}$, пФ			
	КДО-1 (D10,4 мм), (М4)	КДО-2 (D12,7 мм), (М4)	КО-1 (D7×12,М5)	КО-2 (D8×15,М6)
П100	3,3; 4,7	6,8	6,8	10
М47	10; 15	22	15	22
М750	33	47	68	100
М75	—	—	33	47
М1500	68	100	22—150	220; 330
Н70	1500	2200	1000—2200	3300; 4700

Примечания. 1. Допускаемое отклонение от номинальной емкости для конденсаторов группы Н70 не более $^{+80}_{-20}$ %, для конденсаторов остальных групп ±20%.

2. Для конденсаторов группы Н70 $U_{ном}$=400 В, для остальных групп 500 В; $t_{окр max}$=85°С.

Таблица 12.28. **Керамические пластинчатые квадратные конденсаторы К10-7В**

Группа ТКЕ	Размер пластинки, мм, не более	$C_{ном}$, пФ	Размер пластинки, мм, не более	$C_{ном}$, пФ
П33	5×5 7×7 9×9	15—20 22—43 47—82	11×11 13×13	91—120 130—180

Продолжение табл. 12.28

Группа ТКЕ	Размер пластинки, мм, не более	$C_{ном}$, пФ	Размер пластинки, мм, не более	$C_{ном}$, пФ
М47, М75	5×5 7×7 9×9	22—36 39—75 82—130	11×11 13×13	150—200 220—270
М750	5×5 7×7 9×9	47×56 62—130 150—240	11×11 13×13	270—430 470—680
М1500	5×5 7×7 9×9	68—100 110—220 240—390	11×11 13×13	430—680 750—1000
Н30	10×10	680—3300	10×10	4700, 6800 пФ 0,01 мкФ
Н70	10×10	1500—6800 пФ, 0,01 мкФ	10×10	0,015 и 0,022 мкФ
Н90	10×10	330—6800 пФ 0,01 мкФ	10×10	0,015—0,047 мкФ

Примечания. 1. Номинальное напряжение конденсаторов $U_{ном}$=50 В.

2. Конденсаторы групп П33, М47, М75, М750, М1500 выпускают с допускаемым отклонением емкости ±5; ±10 и ±20%, конденсаторы групп Н30$^{+50}_{-20}$% и Н70, Н90 $^{+80}_{-20}$ %. На конденсаторах групп Н30, Н70 и Н90 допускаемое отклонение не маркируется.

Таблица 12.29. **Монолитные керамические конденсаторы**[1]

Группа ТКЕ	КМ-4, КМ-3*		КМ-5		КМ-6	
	$U_{ном}$, В ($t_{окр max}$)	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В ($t_{окр max}$)	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В ($t_{окр max}$)	$C_{ном}$, пФ
П33 М47 М75 М750 М1500	250 (125°С)	16—510 27—510 47—1000 68—1800 150—3600	160 (125°С)	16—680 27—680 47—1300 68—2700 150—5600	25 (155°С)	120—2200 120—2200 180—2700 470—8200 820—6800 0,01—0,015 мкФ

Окончание табл. 12.29

Группа ТКЕ	КМ-4, КМ-3*		КМ-5		КМ-6	
	$U_{ном}$, В ($t_{окр\ max}$)	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В ($t_{окр\ max}$)	$C_{ном}$, пФ	$U_{ном}$, В ($t_{окр\ max}$)	$C_{ном}$, пФ
	160 (125°C)	1500—6800 0,01—0,047 мкФ	100 (125°C) —	1500—6800 0,01—0,068 мкФ —	— — 25 (155°C)	— — 0,01—0,015 мкФ
Н30	250* (125°C)	680 пФ— 0,022* мкФ	50 (85°C)	0,015—0,15	25 (85°C)	0,022—1,0 мкФ

[1] Конденсаторы выпускают с допускаемым отклонением от номинальной емкости ±5; ±10 и ±20%.

Таблица 12. 30. **Литые секционные керамические конденсаторы**

Группа ТКЕ	Тип (маркировочный знак)	$U_{ном}$, В ($t_{окр\ max}$)	$C_{ном}$, пФ	Тип (маркировочный знак)	$U_{ном}$, В ($t_{окр\ max}$)	$C_{ном}$, пФ	Тип (маркировочный знак)	$U_{ном}$, В ($t_{окр\ max}$)	$C_{ном}$, пФ
М47	КЛГ-1 (зеленая точка)	—	—	КЛГ-2 (фиолетовая точка)	160 (155°C)	18—330	КЛГ-3 (желтая точка)	250 (155°C)	18—270
М75 М700 М1300		— — —	— — —		160 (125°C)	20—330 51—1000 390—2000		250 (125°C)	20—270 51—680 160—1000
Н30		—	—		160 (85°C)	2200—0,01 мкФ		250 (100°C)	1000—4700
Н70		70 (85°C)	0,01—0,033 мкФ		160 (85°C)	4700—0,022 мкФ		—	—
М47, М75, М750, М1500	КЛС-1 (бежевая полоска)	70 (85°C) —	30—300 330—3000 —	КЛС-2 (коричневая полоска)	125 (85°C)	18—160 91—130 390—2000	КЛС-3 (черная полоска)	200 (85°C)	82—91 18—820 160—1000
Н30		50 (85°C)	1500—0,01 мкФ		100 (85°C)	100—6800		160 (85°C)	680—330
Н50		70 (85°C)	1500—0,01 мкФ		125 (85°C)	680—3300		—	—
Н70			4700—0,033 мкФ		—	—		—	—
Н90		35 (85°C)	4700—0,1 мкФ		—	—		—	—

Таблица 12.31. **Новые керамические конденсаторы**

Параметр. Группа ТКЕ	$C_{ном}$, пФ									
	К10У-5 (3, 10, 25, 50 В)	К10-15 (35 В)	К10-9 (15, 25 В)	К10-17 (25, 50 В)	К10-23 (16 В)	К10-34 (25 В)	К10-36 (35 В)	К10-42 (50 В)	К10-43 (25 В)	К10-45 (50 В)
МПО	—	—	—	—	—	—	—	—	21,5—4200	0,51—22
П33	—	—	2,2—0,22 · 10^3	2,2—3 · 10^3	2,2—330	21,5—3,01 · 10^3	—	—	—	—
М47	—	—	2,2—0,22 · 10^3	2,2—3,6 · 10^3	2,2—330	21,5—3,65 · 10^3	—	1—22	—	0,51—22
М75	—	—	11—0,39 · 10^3	10—3,9 · 10^3	10—8,2 · 10^2	—	—	—	—	—
М750	—	—	10—0,39 · 10^3	33—6,8 · 10^3	33—1,5 · 10^3	—	—	—	—	—
М1500	—	—	75—1,2 · 10^4	75—1,2 · 10^4	75—3 · 10^3	—	—	—	—	—
Н20	3,3 · 10^3—10^5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Н30	6,8 · 10^3	10^4—2,2 · 10^5	—	—	68—3,3 · 10^4	—	1,5 · 10^3—6,8 · 10^4	—	—	—
Н50	6,8 · 10^3—2,2 · 10^6	—	68—10^5	680—10^5	—	—	—	—	—	—
Н90	3,3 · 10^3—4,7 · 10^5	—	6,8 · 10^3—3,3 · 10^5	6,8 · 10^3—3,3 · 10^5	—	—	—	—	—	—
Допуск, %	±20, 50, 90	+50 −20	±5, 10, 20 +20 +50/−20 Н20 +50/−20 Н30 +80/−20 Н90	±5, 10, 20 +50/−20 Н50 +80/−20 Н90	±5, 10, 20 +50/−20 Н30	±1, 2, 5, 10 20	+50 −20	±0,25 пФ (до 4,7 пФ) ±0,25 и 0,5 пФ (4,7—10 пФ)	±1, 2, 5	±0,25 пФ до 10 пФ; ±2% >10 пФ
Размер, мм	*D*7—19 *H*6	*L*6,5—12 *B*3 *H*4,5—10,5	*B*2—8 *L*2—8 *S*0,6—2,5	*L*1,5—12 *B*1,2—8,5 *H*1—5,5	9×6,5×4,5	*L*4—8,2 *B*2,7—6,6 *H*5,5	*L*6—13 *B*6,0 *H*6—13	1,5×1,0× ×1,3 1,5×1,2× ×1,4	*L*4—16,5 *B*2,9—12,2 *H*2,4—6,5	4×2,7×2

Слюдяные конденсаторы

Слюдяные конденсаторы имеют малые потери, высокое пробивное напряжение и сопротивление изоляции и применяются в резонансных контурах, цепях блокировки и связи на высокой частоте. Параметры наиболее распространенных слюдяных конденсаторов приведены в табл. 12.32 — 12.34.

Таблица 12.32. **ТКЕ слюдяных конденсаторов КСО, КСГ и СГМ**

Группы по ТКЕ	ТКЕ на 1°С, не более	Виды конденсаторов, не изготовляемые по данным группам ТКЕ
А	Не нормируется	КСГ и СГМ (всех видов), КСО-1, КСО-6, КСО-7, КСО-8
Б	$\pm 200\times 10^{-6}$	КСО-11, КСО-12, КСО-13
В	$\pm 100\times 10^{-6}$	КСГ и СГМ (всех видов), КСО-11, КСО-12, КСО-13
Г	$\pm 50\times 10^{-6}$	КСО-1, КСО-2, КСО-5, КСО-6, КСО-7, КСО-8, КСО-10, — емкостью до 100 пФ, КСО-11, КСО-12, КСО-13

Таблица 12.33. **Предельно допускаемые переменные напряжения для слюдяных конденсаторов КСО, КСГ, СГМ**

$U_{ном}$, В	Амплитудное напряжение переменного тока в % от $U_{ном}$ при частоте		
	до 0,5 кГц	от 0,5 до 10 кГц	выше 10 кГц
До 500	50	30	10
>500 до 2500	30	20	5
>2500	15	10	3

Бумажные и металлобумажные конденсаторы

Конденсаторы с бумажным диэлектриком относятся к числу конденсаторов с относительно большими потерями и применяются в качестве блокировочных, буферных, шунтирующих фильтровых, в цепях развязки и цепях связи на Нч (рис. 12.19 и рис. 12.20), (табл. 12.35 и 12.36).

Таблица 12.34 **Слюдяные конденсаторы малой реактивной мощности**

Тип	Допуск, ±%	Размер, мм.	$C_{ном}$, пФ (до 9100 пФ) или мкФ (от 0,01 мкФ и более) при $U_{ном}$, В									P_q, вар
			250	500	1000	1600	2000	2500	3000	5000	6300	
КСО-1	10, 20, но не точнее ±1 пФ	(13—18)×(7—11)××(4,6—5,5)	51—750	—	—	—	—	—	—	—	—	5
КСО-2		(13—18)×(7—11)××(4,6—5,5)	—	100—2400	—	—	—	—	—	—	–	10
КСО-5	2,5	20×20×(6,5—9)	7500—0,010	470—6800	—	—	—	—	—	—	–	20
КСО-6		20×20×(6,5—9)	—	—	100—2700	—	—	—	—	—	—	25
КСО-7		32×28,6×(8,6—11)	—	—	2400—3300	1100—2200	—	47—1000	—	—	—	40
КСО-8		32×28,6×(8,6—11)	0,010—0,027	0,012—0,027	7500—0,010	4700—6800	3600—4300	1000—3300	—	—	—	50
КСО-10		44,5×34×19	—	0,027—0,047	0,018	0,012—0,015	5100—0,010	3600—4700	47—1000	—	—	60
КСО-11		(41×46)×(20—27)××(10—12)	—	7500—0,010	3600—6800	—	620—3300	—	10—560	—	—	50
КСО-12		(41—46)×(20—27)××(10—12)	—	0,012—0,018	6800—0,010	—	3300—3900	—	680—1500	10—390		75
КСО-13		64×40×14	—	0,022—0,047	0,012—0,022	—	3300—0,010	—	1500—3900	330—1800	10—390	150
КСГ-1		26×24×14	—	470—0,018	470—4700	—	—	—	—	—	—	50
КСГ-2		45×31×23	—	0,022—0,1	0,018—0,027	—	—	—	—	—	—	100
СГМ-1		13×9,5×6	51—560	—	—	—	—	—	—	—	—	5
СГМ-2		13×10×7	620—1200	—	—	—	—	—	—	—	—	5
СГМ-3		18×13,5×7,5	—	51—4300	100—3000	100—1500	—	—	—	—	—	10
СГМ-4		18×22×9	6800—0,010	4700—6200	3300—6800	1600—3900	—	—	—	—	—	20

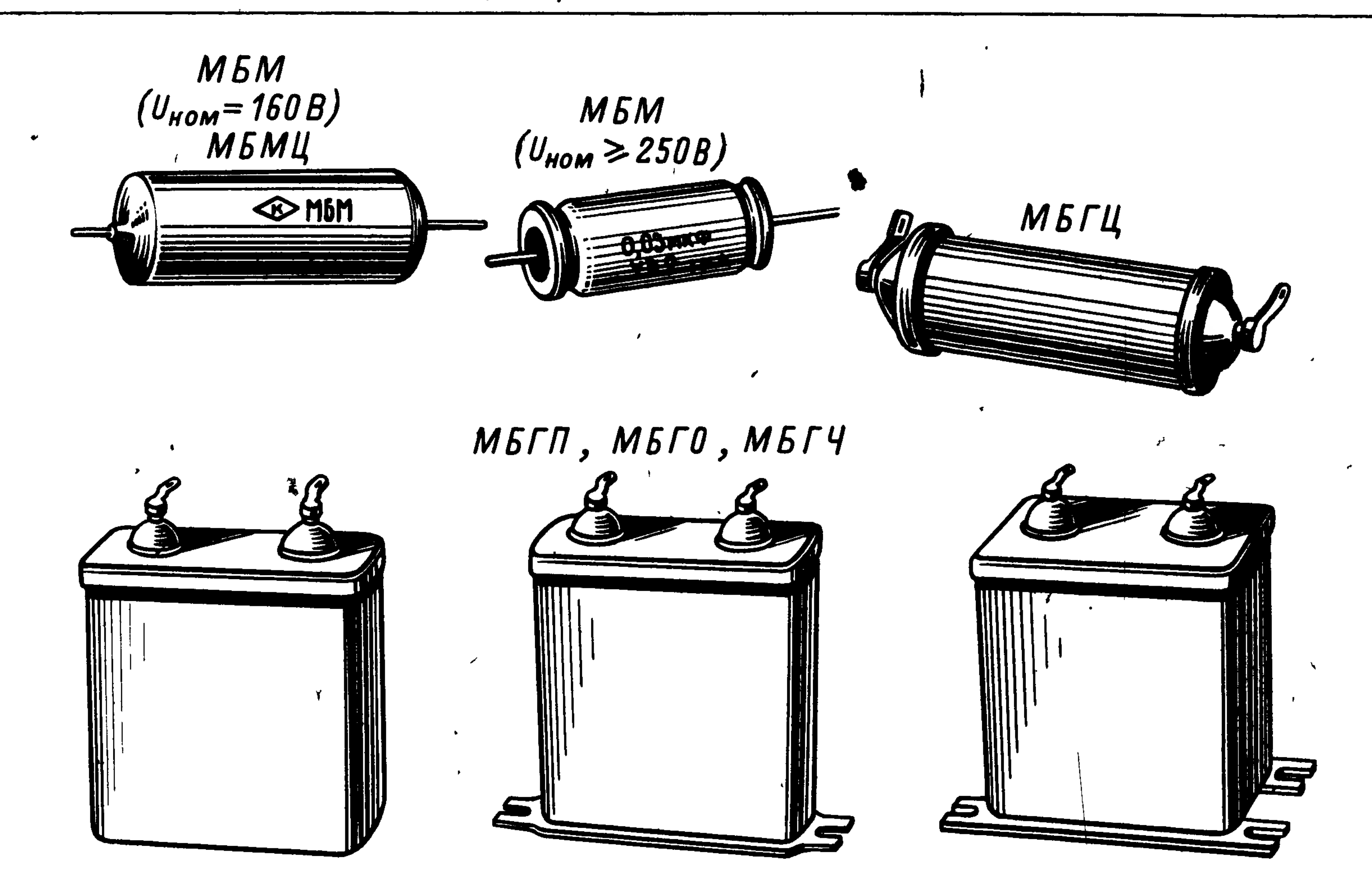


Рис. 12.19

Таблица 12.35. **Бумажные цилиндрические конденсаторы**

Параметр	$C_{ном}$		
	БМ (БМТ)	К40П-1	К40П-2
$U_{ном}$, В			
150	0,033; 0,047 мкФ	—	—
200	3300—6800 пФ	—	—
200	0,01—0,022 мкФ	—	—
300	470—2200 пФ	—	—
400	(4700—6800 пФ)	3900—6800 пФ	1000—6800 пФ
400	(0,01—0,22 мкФ)	0,01—0,18 мкФ	0,01—0,047 мкФ
600	(1000—6800 пФ)	470—6800 пФ	—
600	(0,01—0,22 мкФ)	0,01—0,18 мкФ	—
Размер, мм	D 5—7,5 L 17—24	D 7—13 L 25—45	D 26,11 L 24—29

Примечания. 1 В таблице указаны значения постоянного напряжения, $U_{исп}=2U_{ном}$.
2. Отклонение от номинальной емкости конденсаторов БМ не более ±10 и ±20%, для конденсаторов остальных типов не более ±5; ±10 и ±20%.

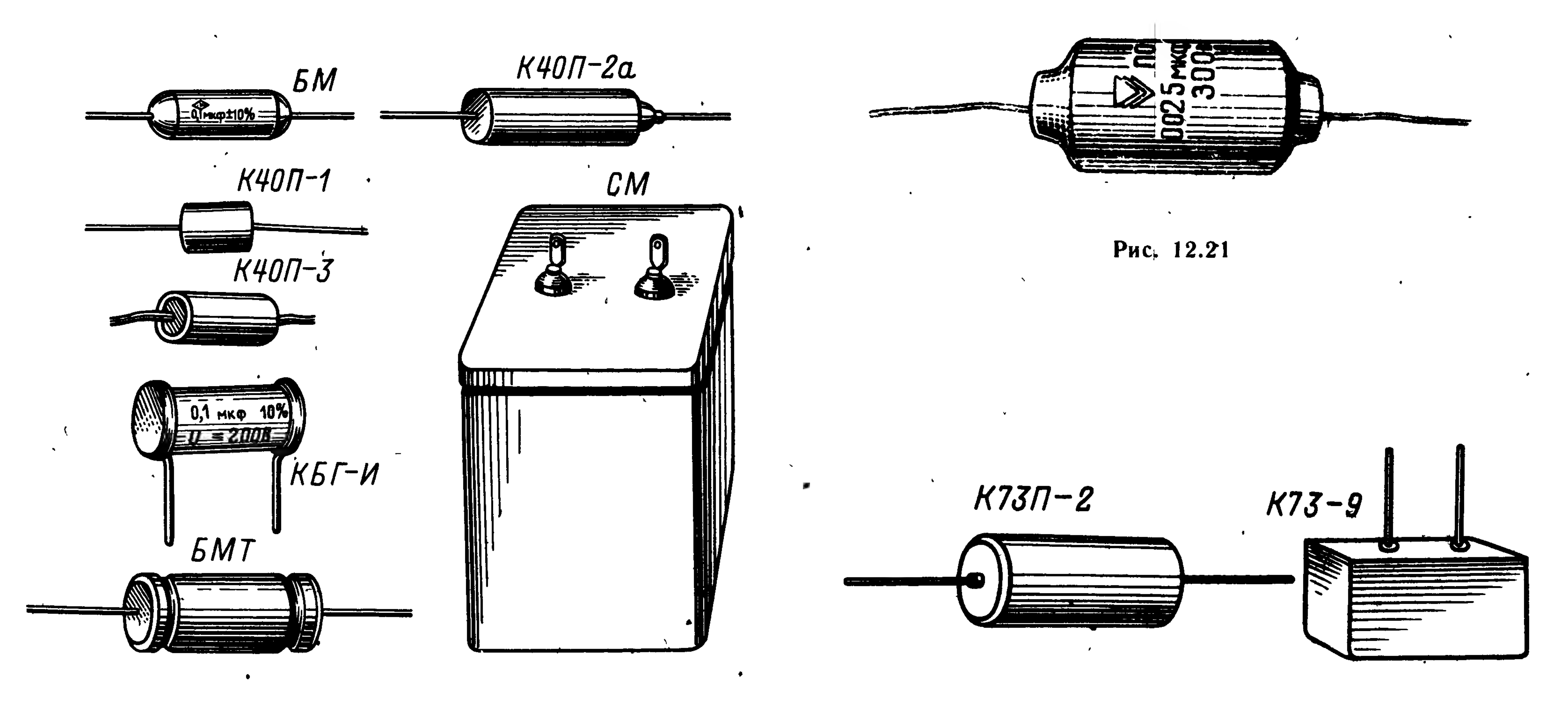


Рис. 12.20

Рис. 12.21

Рис. 12.22

Пленочные и металлопленочные конденсаторы

Конденсаторы с диэлектриком из синтетических пленок разделяются на конденсаторы с большими потерями (полиэтилентерефталатные и лакопленочные), которые применяются в тех же цепях, что и бумажные конденсаторы, и конденсаторы с малыми потерями (полистирольные и фторопластовые), применяемые в цепях высокой частоты, а также в счетно-решающих и индикаторных устройствах, RC генераторах, в дозиметрической аппаратуре и т. п. (рис. 12.20 — 12.22, табл. 12.37).

Таблица 12.36. **Металлобумажные конденсаторы**

Параметр	$C_{ном}$, мкФ				
	МБМ, МБМЦ	МБГЦ	МБГП	МБГО	МБГЧ
$U_{ном}$, В					
160	—	—	1—30	2—30	—
200	0,25—1	0,25—1	0,5—25	—	—
250	0,05—1	—	1—10	—	0,5—10
300	—	—	—	1—30	—
380	—	—	—	—	1,0
400	0,05—1	0,1—0,5	0,25—10	1—20	—
500	0,025—0,5	—	—	0,5—20	0,5—4
600		0,025—0,25	0,1—10	0,25—10	—
750	0,01—0,25	—	—	—	0,25—2
1000	0,01—0,1	—	0,5—10	—	0,25—1
1500	0,0051—0,1	—	0,25—10	—	—
Размер, мм	D 6—20, L 22—60	D 11—19, L 37—51	L 37—72, B11—110, H25—118	H25—50, L 31 и 46, B11—77	H26—118, L 31—72, B11—62

Примечания. 1. Для конденсаторов МБГЧ $U_{ном}$ — это действующее значение переменного напряжения частотой 50 Гц и для конденсаторов остальных типов — значение постоянного напряжения.

2. Отклонение емкости конденсаторов от номинальной не более ±10 или ±20% (конденсаторы МБГЦ и МБГП, кроме того, изготовляют с допуском не более ±5%)

3. Конденсаторы МБМ выпускают с $U_{ном}$=250, 500, 750, 1000 и 1500 В, а МБМЦ — с $U_{ном}$=200 и 400 В.

Таблица 12.37. **Пленочные конденсаторы**

Тип	Допуск, ±%	Размер, мм	$C_{ном}$, пФ, при $U_{ном}$, В													
			25	50	63	100	160	200	250	300	400	500	630	1000	1600	10 000 15 000 18 000
Полиэтилентерефталатные																
К73-5	10 20	7×3×9 или 16,5×8×15	—	—	—	—	—	—	10^3—2,2×10^6	—	—	—	—	—	—	—
К73-9	5 10 20	12×4×6 20×10×13	—	—	—	10^3—4,7×10^5	—	2,7·10^3—3,3·10^5	—	—	10^3—1,5×10^5	—	4,7·10^3—10^5	—	—	—
К73-11	5 10 20	D 6—22 L 13—44	—	—	—	—	2,7·10^6—6,8·10^6	—	4,6·10^4—2,2·10^6	—	2,2·10^4—10^6	—	10^3—4,7×10^5	—	—	—
К73-15	5 10 20	D 6—16 L 16—40	—	—	—	4,7·10^3—3,3·10^5	4,7·10^3—3,3·10^5	—	3,3·10^3—2,2·10^5	—	2,2·10^3—2,2·10^5	—	4,7·10^2—1,5·10^5	—	—	—
К73-16	5 10 20	D 6—22 L 18—48	—	—	10^5—2,2·10^7	10^5—1,2·10^7	4,7·10^4—6,8·10^4	—	4,7·10^4—2,2·10^6	—	2,2·10^4—10^6	—	10^4—2,2·10^5	10^4—2,2·10^5	4,7·10^3—10^5	—
К73П-2	5 10 20	D 6—24 L 20—52 31×25×16 86×140×46	—	—	—	—	—	—	—	—	2,2·10^3—1,5·10^7	—	10^3—10^7	4,7·10^3—10^7	—	—
К73П-3	10 20	10×11×11 22×22×11	—	—	—	—	5·10^4—10^6	—	—	—	—	—	—	—	—	—

К73П-4	1	31×16×25 46×86×50	—	—	—	—	—	—	5 · 10^5— 1,5 · 10^7	—	—	—	—	—	—	—
ПМГП	5 10	50×46×11 50×46×56	—	—	—	5 · 10^6; 10^7; 1,5 · 10^7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
							Полистирольные									
ПМ-1,2	5 10 20	*D* 3,4—10 *L* 9—24	—	10^2—10^4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
К70-6	5 10 20	*D* 3—13 *L* 12—33	—	—	20—1,5× ×10^4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
К70-7	10 пФ 0,3; 0,5; 1; 2	*H* 22—61 *L* 25—40 *B* 12,5—25	—	—	—	10^4—5× ×10^5	—	10^3—1,3× ×10^5	—	—	—	—	—	—	—	—
МПГО	5 10 20	*H* 31—75 *L* 31—66 *B* 26—104	—	—	—	—	4 · 10^5— 10^7	—	10^6—2× ×10^6	—	5 · 10^5— 10^6	10^5	—	—	—	—
К71-4	2, 5, 10, 20	*D* 6—45 *L* 21—85	—	—	—	—	1,2 · 10^5— 10^7	—	10^4—10^6	—	—	—	—	—	—	—
К71-8	2; 5 10, 20	*D* 5—13 *L* 14—36	—	—	22—10^5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
МПО	5, 10, 20	*D* 6—23 *L* 21—62	—	—	—	—	—	—	2,5 · 10^5— 5 · 10^5	—	3 · 10^3— 2,5 · 10^5	10^3—10^5	—	—	—	—
МПГП	2, 5, 10	*H* 31—75 *L* 31—66 *B* 16—81	—	—	—	—	—	—	2,5 · 10^5 2 · 10^6	—	—	25 · 10^4— 10^5	—	1,5 · 10^4— 5 · 10^4	—	—
ПОВ	20, 50	*D* 11—21 *L* 35—40	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	120, 390
							Фторопластовые									
ФТ	5, 10, 20	*D* 6—37 *L* 14—73	—	—	—	—	—	5,6 · 10^2- 0,47 · 10^6	—	—	—	—	5,6 · 10^2— 0,22 · 10^6	—	—	—
К72П-6	5 10 20	*D* 7—60 *L* 20—100	—	—	—	—	—	4,7 · 10^2- —10^6	—	—	—	4,7 · 10^2- 0,47 · 10^6	—	4,7 · 10^2— 0,47 · 10^6	4,7 · 10^2— 5,6 · 10^4	—
К72-9	5 10 20	*D* 9—42 *L* 32—100	—	—	—	—	—	1,5 · 10^6 2,2 · 10^6	—	(0,47— —1)× ×10^6	—	0,01 · 10^6 —0,33× ×10^6	—	—	—	—
							Лакопленочные									
К76П-1	5 10 20	*D* 7—22 *L* 32—48	—	—	(0,47— 22) · 10^6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
К76-3	5 10 20	*D* 6—30 *L* 32; 48	—	—	—	—	—	—	(0,1—10)× ×10^6	—	—	—	—	—	—	—
К76-4	5 10 20	*D* 6—12 *L* 19—45	(0,47— 10) · 10^6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
К76-5	5 10 20	*D* 5—10 *L* 22; 28	(0,47— 10) · 10^6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Электролитические конденсаторы

Электролитические конденсаторы разделяются на полярные, работающие только в цепях с постоянным или пульсирующим напряжением, и неполярные, предназначенные для работы в цепях переменного тока. Следует помнить, что полярный конденсатор работоспособен при условии, если его положительный электрод имеет постоянный положительный потенциал по отношению к отрицательному. Включение конденсатора с обратной полярностью ведет к его пробою (исключение составляют неполярные конденсаторы). Наибольшее распространение получили электролитические алюминиевые (рис. 12.23, 12.24, табл. 12.38) и оксиднополупроводниковые конденсаторы (табл. 12.39).

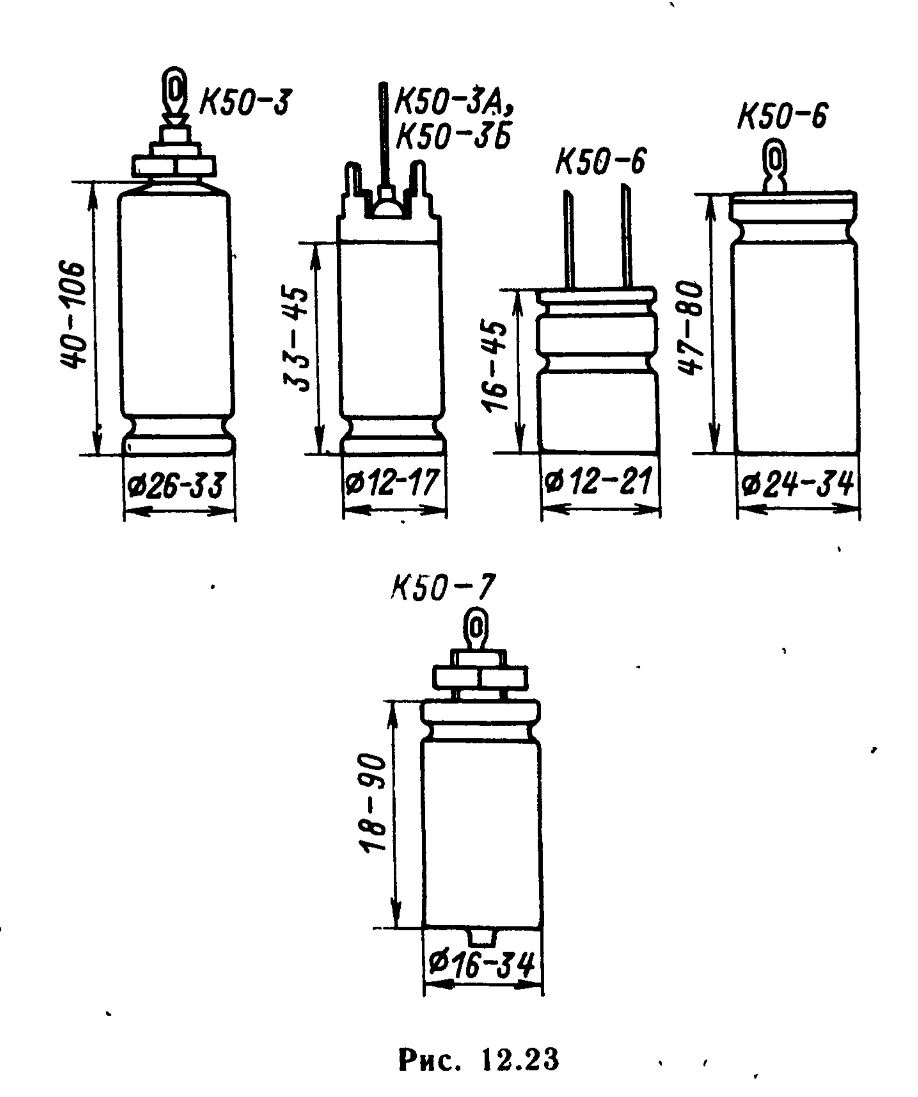


Рис. 12.23

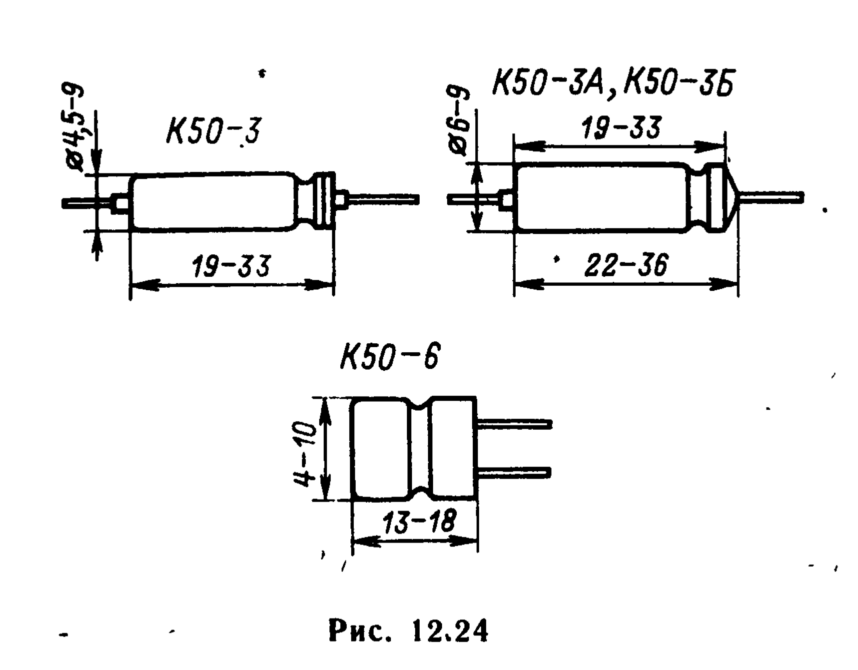


Рис. 12.24

Таблица 12.38. **Электролитические алюминиевые конденсаторы**

Параметр	$C_{ном}$, мкФ									
	КБ0-3А	К50-3Б	К50-6	К50-15	К50-16	К50-20	К50-22	К50-24	К50-27	К50-29
$U_{ном}$, В										
6,3	—	50—1000	50—500	68—680	20—500	10—5000	2200—22000	10—10000	—	47—4700
10	—	—	10—4000	—	10—5000	—	1500—15000	—	—	—
12	2—500	20—2000	—	—	—	—	—	—	—	—
16	—	—	1—4000	47—680	5—5000	2—2000	1000—10 000	1000—10 000	—	22—2200
25	2—1000	10—1000	1—4000	33—330	2—10 000	2—2000	680—6800	22—4700	—	10—2200
50	1—200	10—2000	1—2000	10—100	2—2000	1—2000	220—2200	—	—	—
63	—	—	—	—	—	—	—	22—2200	—	47—1000
100	1—100	10—200	1—20	4,7—33	0,5—50	1—200	100—680	4,7—220	—	2,2—100
160	2—50	2—200	1—10	4,7—33	1—20	2—200	47—470	2,2—220	470—1000	1—4,7
250	—	20—50	—	2,2—22	—	20—50	—	—	10—470	—
300	5—50	5—50	—	—	—	5—50	—	—	10—470	4,7—47
350	2—20	2—20	—	—	—	2—20	—	—	4,7—220	2,2—22
450	2—20	2—20	—	—	—	2—20	—	—	2,2—220	2,2—22
Допуск, %	+50 —20	+50 —20	+80 —20	+80, —20 (6,3—50 В) +50, —20 (100—250 В)	+80 —20	+50 —20	+30; +50; +50 —10; —20; —10	+80 —20	+30; +50 —10; —20	+50 —20
Размер, мм	*D* 6—10 *L* 22—106	*D* 6—40 *L* 22—106	*D* 7,5—34 *H* 13—80	*D* 9—12 *L* 28—73	*D* 4—34 *H* 13—87	*D* 4,5—32 *H* 14—86	*D* 21—30 *H* 40—80	*D* 6—21 *L* 17—58	*D* 9—34 *H* 34—92	*D* 6—17 *H* 17—53

Таблица 12.39. **Оксиднополупроводниковые конденсаторы.**

Параметр	$C_{ном}$, мкФ К53-1	К53-1А	К53-4	К53-4А	К53-6А	К53-7	К53-14	К53-15	К53-15А	К53-16	К53-16А	К53-18	К53-22
$U_{ном}$, В													
1,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,5—10	1,5—10	—	—
3	—	—	—	—	—	—	—	2,2—33	3,3—47	1—4,7	1—4,7	—	1,5—100
4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,2—1,0	2,2—3,3	—	—
6,3	0,1—100	0,1—100	0,68—100	0,68—100	22—100	—	0,1—100	1,5—15	2,2—33	0,68—6,8	0,68—2,2	1—330	1—68
10	0,1—0,68	0,1—0,68	0,47—68	—	—	—	0,1—47	1—3,3	1,5—22	0,47—4,7	0,47—1,5	—	0,68—47
16	0,068—68	0,068—68	1—47	0,47—68	4,7—33	1—47	0,068—33	0,68—100	1—15	0,33—3,3	0,33—1,0	0,68—150	0,47—33
20	0,047—47	0,047—47	—	1—47	—	—	0,047—22	0,47—68	0,68—15	0,22—2,2	0,22—0,68	0,47—100	—
25	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,22—15
30	0,033—33	0,033—33	—	—	4,7—22	0,1—22	0,47—22	0,1—47	0,15—10	0,01—1,5	0,01—0,47	0,33—0,68	0,15—10
40	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,68	—	0,22—22	0,1—6,8
50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,47	—	—	0,1—4,7
Допуск, %	±10, 20 30	±10, 20 30	±10, 20 30	±10, 20 30	+50 —20	±10, 20 30	±10, 20 30	±20, 30	±20, 30	±20, 30	±20, 30	±10, 20 30	±20, 30
Размер, мм	*D*3,2—7,2 *L*7,5—16	*D*3,2—7,0 *L*7,5—16	*D*3,2—7,2 *L*7,5—16	*D*3,2—7,2 *L*7,5—25	*D*9,0 *H*13,5—17,5	*D*3,2—7,8 *H*18—30	*D*4,4—8,2 *H*7,5—16,5	*L*2,5—10 *B*4—8 *H*1,5—2	*L*2,5—10 *B*4—8 *H*1,5—2	*L*1,9—3,1 *B*1,2—2,2 *H*3,4—6,0	*L*1,7—1,9 *B*1,2—1,6 *H*2,7—4,0	*D*3,2—9 *L*7,5—21	*L*2,7—6,5 *B*1,0—3,1 *H*2,0—4,4

Вариконды

Варикондами называются конденсаторы, емкость которых под воздействием приложенного к ним переменного напряжения может меняться в 4 — 6 раз.

Номинальная емкость варикондов определяется при напряжении 5 В и частоте 50 Гц. При увеличении напряжения емкость варикондов возрастает, становится максимальной (при напряжении 80 — 150 В) и затем снижается. Это свойство позволяет применять вариконды в качестве усилителей переменного и постоянного токов, умножителей частоты, стабилизаторов напряжения, генераторов импульсов.

Обычно вариконды изготовляют в виде дисков толщиной 0,4 — 0,6 мм, покрытых красной эмалью, на корпусе варикондa ставится голубая точка (рис. 12.25, табл. 12.40). Допускаемое отклонение емкости от номинальной от +100 до—40%.

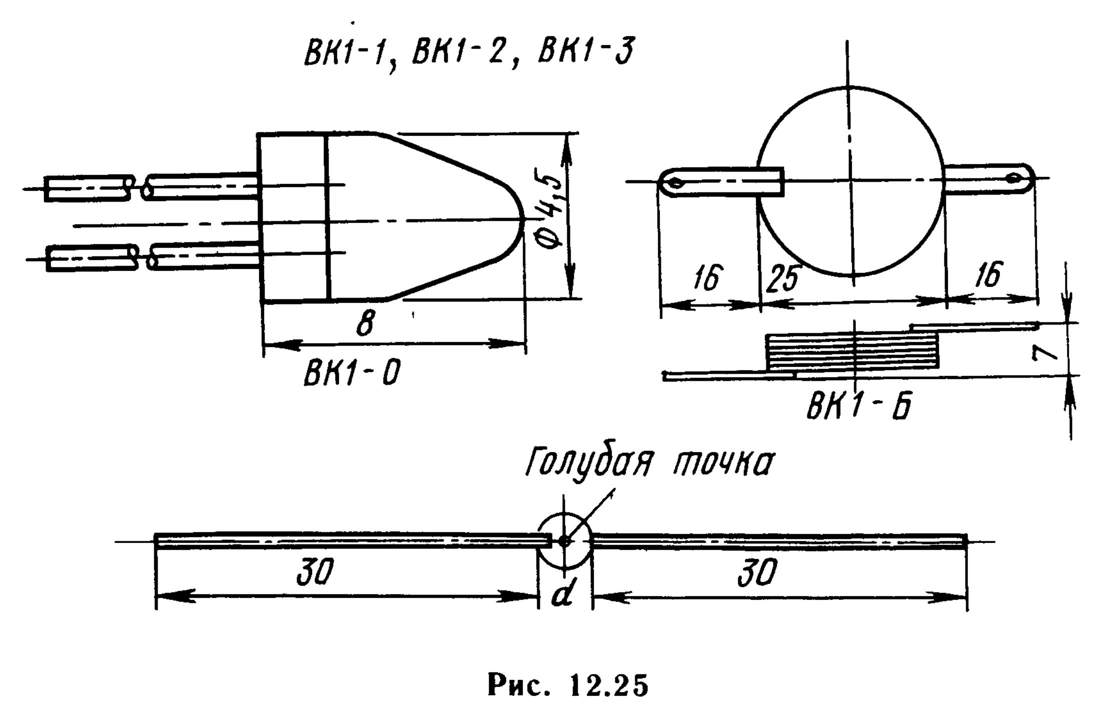


Рис. 12.25

Таблица 12.40. **Вариконды**

Тип	Номинальная емкость, пФ	Диаметр диска *D*, мм	Масса, г	Рабочее напряжение, В: на постоянном токе, мА	Рабочее напряжение, В: на переменном токе ($f=50$ Гц)
ВК1-0	100	2	0,1	250	160
ВК1-1	510 и 1500	4	0,4	250	160
ВК1-2	2700 и 5100	9	0,7	250	160
ВК1-3	6800 и 12000	16	1,2	250	160
ВК1-Б	0,15 и 0,2 мкФ	25	20	300	160

12.8. ПОДСТРОЕЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ И КОНДЕНСАТОРЫ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

Подстроечные конденсаторы. Их применяют для подгонки параметров колебательных контуров под нужную частоту (диапазон частот). Подстроечные конденсаторы бывают дисковые, пластинчатые и цилиндрические. Наибольшее распространение получили дисковые керамические подстроечные конденсаторы (рис. 12.26, 12.27, табл. 12.41).

Конденсаторы переменной емкости (КПЕ). Они предназначены для тех узлов радиолюбительской аппаратуры, где требуется в определенных пределах плавно изменять емкость. Наибольшее распространение имеют КПЕ, в которых подвижная группа пластин при повороте оси входит в воздушные зазоры между пластинами неподвижной группы. Такие КПЕ характеризуются большой точностью установки емкости, высокой стабильностью и незначительными потерями. Благодаря этому их широко применяют для настройки колебательных контуров. Изготавливают также КПЕ с твердым диэлектриком, в которых между пластинами помещены изоляционные прокладки. Эти конденсаторы используются в основном как регулировочные.

По характеру изменения емкости в зависимости от угла поворота оси (что определяется той или иной формой пластин) КПЕ делят на четыре вида: прямоемкостные, прямоволновые, прямочастотные и среднелинейные (логарифмические).

Наиболее широко применяются прямочастотные конденсаторы, равномерно изменяющие частоту контура по диапазону, а также среднелинейные, у которых процентное изменение емкости, приходящееся на градус поворота оси, остается постоянным в любом месте шкалы. Это обеспечивает одинаковую точность отсчета по всей шкале и значительно облегчает спаривание конденсаторов на одной оси.

Конденсаторы переменной емкости, применяемые в радиовещательных приемниках, обычно имеют зависимость изменения емкости, близкую к среднелинейной.

В радиовещательных приемниках различных классов используют одинарные, спаренные (два конденсатора на одной оси) и строенные КПЕ с воздушным диэлектриком. Минимальная емкость (подвижные пластины выведены) таких конденсаторов 10 — 17 пФ, а максимальная (пластины введены) — 450 — 540 пФ. Тангенс угла потерь на частоте 1 МГц не превышает 0,01 при выведенных подвижных пластинах (угол поворота оси 0° и 0,001 при введенных пластинах (угол поворота оси 180°). Сопротивление изоляции между группами подвижных и неподвижных пластин конденсатора при любом повороте его оси должно быть не менее 200 МОм.

В РВ приемниках с диапазоном УКВ применяют КПЕ с дополнительными группами подвижных и неподвижных пластин, емкость которых при повороте оси от 0 до 180° изменяется примерно от 8 до 20 пФ.

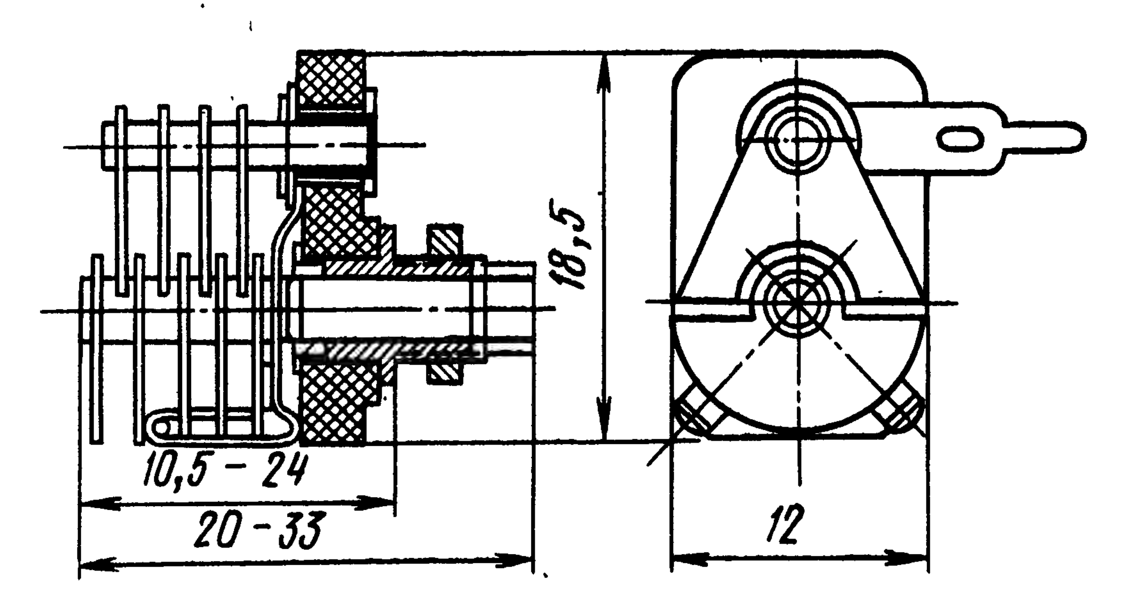


Рис. 12.26

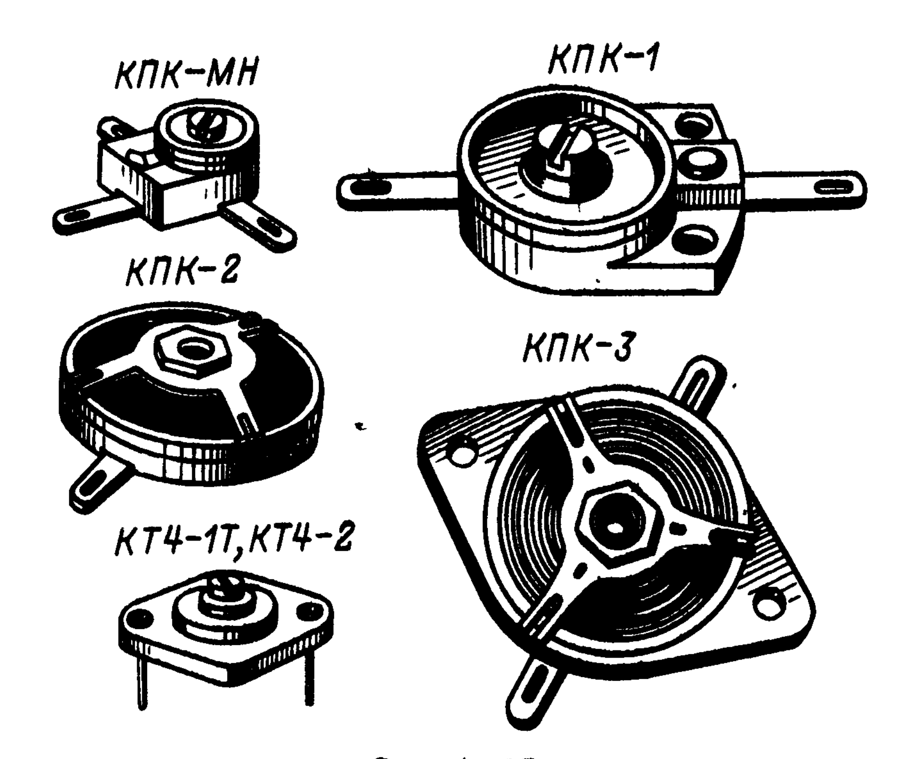


Рис. 12.27

Таблица 12.41. **Подстроечные конденсаторы**

Тип	Номинальная емкость, пФ	Номинальное напряжение, В	Группы по ТКЕ	Размер, мм
	Дисковые			
КПК-1	2/7; 2,5/8; 4/15; 6/25; 8/30	500	М750	24×18×12
КПК-2	8/60; 10/100; 25/150; 75/200; 125/250; 200/325; 275/375; 350/450	500	М750	D 33,5×9,5
КПК-3	8/60; 10/100; 25/150; 75/200; 125/250; 200/325; 275/375; 350/450	500	М750	53,5×36×14
КПК-5	25/150; 25/175	500	М750	53,5×36××15,5
КПК-МН, МП КТ4-2,	4/15; 5/20; 6/25; 8/30	350	М750	15×11×9

Продолжение табл. 12.41

Тип	Номинальная емкость, пФ	Номинальное напряжение, В	Группы по ТКЕ	Размер, мм
КТ4-1Т	3/20	160	М750	14,2×10,2×5,6
ММКТ	3/20	80	М470	9,85×9,85×5
КТ4-20	5/20	50	М75	D 8,5×8,5
КТ4-21	1/5; 2/10; 3/15; 4/20	250	М75	14×8,5×4,5 D 8,5×4,5
КТ4-22	0,4/2; 1/5; 2/10; 3/15; 4/20	250	М75	8,5×8,5×4,5
КТ4-23	0,4/4; 2/7; 2,5/8; 4/15; 5/20; 6/25; 8/30	200	М75, М750	D 8,2×7,5
КТ4-24	3/15; 5/25	50	М75, М750	D 3,6×1,7
КТ4-25	0,4/2; 1/5; 2/10; 3/15; 4/20; 5/25; 6/30; 8/40; 2×1/5	100, 250	П100, МПО, М75, М470 М750	14×8,5×4,5 8,5×8,5×4,5 5×5×4,5
КТ4-27	0,4/2; 1/5; 2/10; 3/15; 4/20	25, 50	М75	5×4,7×1,8 2,8×2,6×1,2
КТ4-28	2/10; 3/15; 4/20; 5/25; 8/40	25, 50	МПО, М75, М750	2,8×2,6×1,2 5×4,7×1,8
	Цилиндрические			
КПК-МТ	2/7; 4/15; 6/25; 8/30	500	М470	D 12,5×33,5
КВК-2	0,5/2,5	500	М470	D 9,5×36,5÷73
КВК-3	0,5/5,0	500	М470	D 11,5×54,5—100
КПК-Т	1/10; 2/15; 2/20; 2/25	250	М470	D 8×24—48
КТ4-1	0,5/4,0; 2/9	100	М150, М220 М470	D 5×10—18
КТ4-12Т	1,0/42	300	М47	D 8,2×24—32
КТ4-13Т	2×2/10	200	М150	D 8,1×30,5
	Пластинчатые			
КПВ	4/50; 5/75; 6/100; 7/125; 8/140	300	П60	31×26×43,5—61,5
1КПВМ (односекционный)	1,8/6,5; 1,8/9; 2,0/6,5; 2,2/15 2,8/12; 2,8/24; 3,5/17	350, 650	П100	18×12×20,0—33,0
2КПВМ (бисквитный «бабочка»)	1/1,3; 1/1,8; 1/2,0; 1/3,3; 1,5/3,5; 1,5/5,8 (емкость указана между статорами)	350, 650	П100	13×25×20,0—30,0
3КПВМ (дифференциальный)	2,5/6,5; 2,5/9; 2,5/15; 3/12 3/24; 4/17 (Емкость указана между ротором и каждым статором)	350, 650	П100	13×25×20,0—33,0
КТ2-17—КТ2-21	1,5/5; 1,5/10; 1,9/15; 2,5/30; 3,0/50	150	$300 \cdot 10^{-6}$	10,5×11,5×16 14,5×16×19,4
КТ2-22	2,3/10	1000	П60	26×23×23
КТ2-23	6/50	160	МПО	19,5×23,5×29

* § 12.9, 12.10 взяты из второго издания справочника (автор Р. М. Малинин)

12.9. ПАРАМЕТРЫ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Магнитомягкий материал — магнетик с коэрцитивной силой не более 0,8 А/м.

Магнитотвердый материал — магнетик с коэрцитивной силой более 4 кА/м.

Коэрцитивная сила — напряженность магнитного поля, обратного по направлению намагничивающему полю, необходимая для того, чтобы довести до нулевого значения остаточную намагниченность материала, предварительно намагниченного до насыщения.

Магнитная проницаемость материала μ — отношение напряженности магнитного поля, создаваемого электрическим током, протекающим по виткам обмотки, расположенной на кольцевом сердечнике из данного материала без немагнитных зазоров, к напряженности магнитного поля, создаваемого током такой же силы в отсутствие сердечника.

Начальная магнитная проницаемость $\mu_{нач}$ — магнитная проницаемость, которую материал имеет в слабом магнитном поле (напряженность не более 0,08 А/м, т. е. 0,001 Э). Практически такие условия имеют место, например, в колебательных контурах приемной аппаратуры.

Эффективная магнитная проницаемость сер-

дечника (магнитная проницаемость формы) $\mu_{эфф}$ — отношение индуктивности катушки с данным сердечником при слабом магнитном поле к ее индуктивности в отсутствие сердечника. Для кольцевого сердечника при малой напряженности магнитного поля $\mu_{эфф} \approx \mu_{нач}$; для сердечников других видов $\mu_{эфф} < \mu_{нач}$ и зависит от формы сердечника и размещения на нем катушки. В случае стержневого сердечника $\mu_{эфф}$ зависит от положения его по отношению к катушке; в случае броневого сердечника с подстроечником $\mu_{эфф}$ изменяется при изменении положения подстроечника.

В справочниках приводят значения $\mu_{эфф}$, измеренные при определенных (образцовых) катушках.

Критическая частота $f_{кр}$ — частота, при которой значение тангенса угла потерь материал достигает 0,1 (или 0,02), что соответствует снижению добротности сердечника до 10 (или 50). Потери в магнитном материале увеличиваются с повышением частоты. Определяют тангенс угла потерь (добротность), измеряя на различных частотах реактивное сопротивление и сопротивление потерь образцовой катушки с кольцевым сердечником. Поскольку на ВЧ потери на сопротивлении обмотки значительно меньше потерь в магнитном материале, считают, что полученная при измерении величина потерь полностью относится к сердечнику.

Максимальная магнитная индукция B_m. Магнитной индукцией называют плотность магнитного потока в данной точке магнитного поля (единица измерения тесла или гаусс, причем 1 Т$=10^4$ Гс). Считая, что магнитный поток Ф [Вб] равномерно распределен по сечению магнитопровода (сердечника) S м^2, магнитная индукция в теслах составит: $B=\Phi/S$. (При изменении магнитного потока на 1 Вб в течение 1 с в электрической цепи индуцируется ЭДС 1 В).

При расчетах магнитопроводов, работающих в режиме сильных магнитных полей, задаются максимальным значением магнитной индукции B_m, допустимым для применяемого магнитного материала; при большем значении магнитной индукции наступает насыщение материала — его магнитная проницаемость начинает уменьшаться.

12.10. МАГНИТНЫЕ СЕРДЕЧНИКИ, МАГНИТОПРОВОДЫ, КАРКАСЫ И ОБМОТКИ ДРОССЕЛЕЙ И ТРАНСФОРМАТОРОВ

Ферритовые сердечники

Ферритами называют ферромагнетики на основе двойных окислов железа и одновалентных или двухвалентных металлов; никеля, цинка, марганца, лития, бария и др. Ферриты имеют кристаллическую структуру и относятся к числу полупроводников с электронной электропроводностью.

По своим свойствам, которые определяют области применения ферритов, они делятся на магнитомягкие с прямоугольной петлей гистерезиса, магнитострикционные и магнитотвердые (ферриты бария) — феррoксдюры.

Сердечники из ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса применяют в элементах памяти логических цепей, магнитострикционные — в генераторах звуковых и ультразвуковых колебаний и в электромеханических фильтрах, магнитотвердые — для изготовления постоянных магнитов громкоговорителей и других приборов.

Радиолюбители-конструкторы в своей практической деятельности имеют дело почти исключительно с сердечниками из магнитомягких ферритов, применяя их в ВЧ катушках, дросселях и трансформаторах, в магнитных антеннах, в трансформаторах строчной развертки и отклоняющих системах телевизоров, в трансформаторах преобразователей постоянного напряжения.

Обозначение марки феррита состоит из букв и одного-двух чисел. В обозначении марки магнитомягкого феррита, предназначенного для применения на частотах выше 5 МГц, имеются буквы ВЧ (высокочастотный), а в предназначенных для работы на более низких частотах — буква Н (низкочастотный). Вторая буква Н и М означает никель-цинковый или марганец-цинковый феррит соответственно. Дополнительно в обозначении марки может быть буква С — феррит для работы в сильных магнитных полях (где магнитная индукция более 0,05 — 0,1 Т, например, в выходных трансформаторах строчной развертки телевизоров) или буква И — специальный феррит для работы в импульсных магнитных полях. Отсутствие третьей, дополнительной буквы указывает на то, что феррит предназначен для работы в слабых синусоидальных полях, например в катушках контуров радиоприемников.

Число впереди букв указывает среднее значение начальной магнитной проницаемости феррита. После букв может стоять (не обязательно) число или буква для обозначения феррита по некоторым свойствам.

Условное обозначение сердечника из магнитомягкого феррита слагается из следующих элементов: 1) буквы М, означающей изделие из феррита; 2) марки материала, из которого оно изготовлено; 3) сокращенного обозначения конструктивного вида сердечника. Последнее состоит из следующих букв и цифр:

Б — броневой (из двух чашек и подстроечника); число после буквы указывает округленно внешний диаметр чашки;

Г — Г-образный (для телевизионной аппаратуры); числа после буквы указывают последовательно длину, ширину и толщину изделия;

Д — двухотверстный; числа после буквы указывают длину, ширину и толщину изделия;

К — кольцевой; числа последовательно указывают внешний диаметр, внутренний диаметр и высоту кольца;

ОС — кольцевой, типа «колокольчик» (для отклоняющих систем кинескопов); число после букв является условным обозначением типоразмера сердечника;

ПК — П-образный с ножками круглого сечения; первое число обозначает ширину окна, второе — диаметр ножек. Из двух сердечников типа ПК собирают замкнутый магнитопровод трансформатора строчной развертки телевизора;

ПП — то же, с ножками прямоугольного сечения; первое число указывает ширину окна, второе — ширину ножки, третье — высоту сердечника (исключение: первое число «53» в обозначении сердечника для ТВС кинескопа с отклонением луча 70° указывает ширину сердечника);

ОС — стержень цилиндрический, диаметр до 3,5 мм; первое число указывает диаметр, второе — длину сердечника. Так же, но без букв СС, обозначают цилиндрические стержни ∅ 8 и 10 мм для магнитных антенн радиоприемников.

Числа в обозначениях пластинчатых сердечников для магнитных антенн указывают последовательно: ширину, толщину и длину пластины; буквы отсутствуют:

Ш — Ш-образный; числа обозначают ширину и толщину средней ножки;

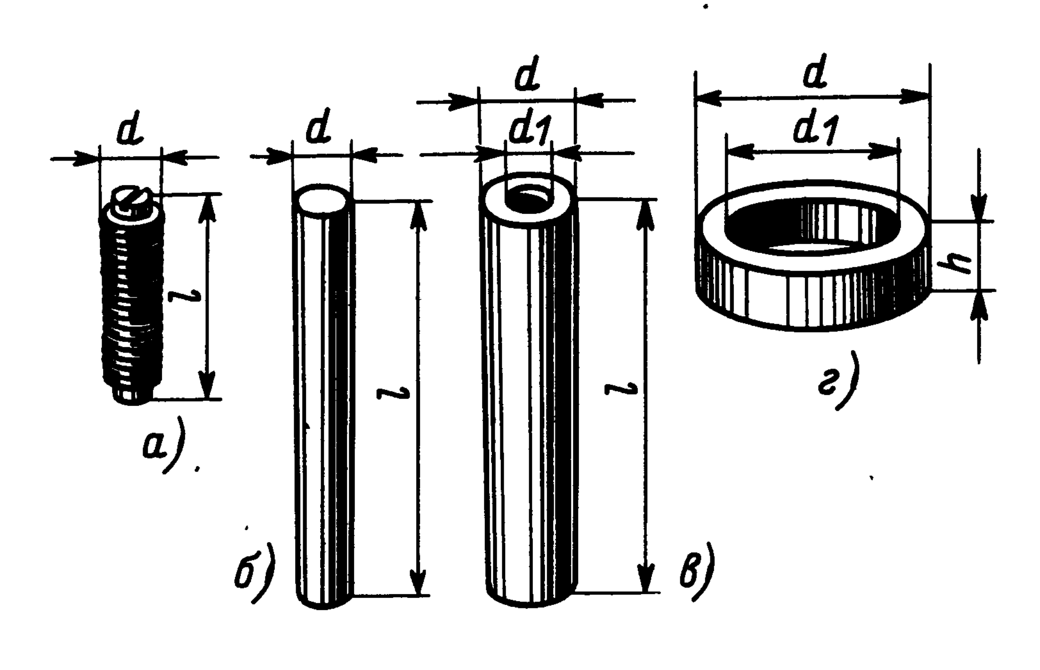


Рис. 12.28

З — замкнутый, О-образный; числа последовательно указывают полную высоту сердечника, высоту окна, ширину сердечника и ширину окна.

Стержневые ферритовые сердечники (рис. 12.28, *а—в*) применяют в качестве элементов подстройки цилиндрических малогабаритных катушек (см. § 1.2), а также в ВЧ дросселях. Наибольшее распространение имеют сердечники с размерами $d \times l = 2{,}8 \times 12$ и $2{,}8 \times 14$ мм. Кроме того, изготовляют сердечники с размерами $d \times l = 1{,}2 \times 10$, $3{,}5 \times 13$, $3{,}5 \times 20$ и $3{,}5 \times 30$ мм (сердечники 3,5 мм выполняют только из феррита 600НН).

Сердечники из феррита 100НН предназначены для работы в контурах, настраиваемых на частоты до 40 МГц, а из феррита 600НН — на частоты до 2 МГц.

Сердечники из феррита 600НН целесообразно применять в ВЧ дросселях, предназначенных для работы в широком диапазоне частот. Поскольку с увеличением частоты их магнитная проницаемость (и, следовательно, индуктивность) уменьшается, исключаются резонансные явления.

Кольцевые ферритовые сердечники изготовляют с размерами $d \times d_1 \times h$ (рис. 12.28, *г*) от $4 \times 2{,}5 \times 1{,}2$ до $180 \times 115 \times 12$ мм.

Максимальные рабочие частоты кольцевых сердечников из ферритов различных марок:

20000НМ	10 кГц
10000НМ	20 кГц
6000НМ 6000НМ1	30 кГц
4000НМ, 3000НМ, 2000НМ, 1500НМ, 2000НН, 1000НН, 1200НН, 600НН	100 кГц
2000НН	200 кГц
1000НН, 1000НН-3, 1200НН, 1200НН-1,200НН-1	300 кГц
600НН, 600НН-8, 400НН	1 МГц
400НН-4	2 МГц
700НМ, 700НМ1	3 МГц
100НН1-2	4 МГц
30ВЧ2	5 МГц
50ВЧ2	10 МГц
150ВЧ	12 МГц
100ВЧ	18 МГц
100НН3, 150НН1-2, 200НН-2, 1500НН1-2, 90ВЧ1, 20ВЧ2	30 МГц
1000НН4	40 МГц
60НН2, 55НН1, 50ВЧ2-14	50 МГц
7ВЧ1	70 МГц
35НН-2	120 МГц

В радиолюбительской практике нередко приходится применять кольцевые сердечники, магнитная проницаемость которых неизвестна. Ее можно определить следующим образом. Наматывают равномерно по всей длине кольца пробную катушку, содержащую $\omega_{пр}$ витков, измеряют ее индуктивность и вычисляют магнитную проницаемость сердечника

$$\mu = \frac{2500 L_{пр}(d+d_1)}{\omega_{пр}^2 h(d-d_1)},$$

где $L_{пр}$ — полученная путем измерения индуктивность катушки, мкГн; d, d_1 и h — размеры сердечника согласно рис. 12.28, *г*, мм.

Расчет катушек на кольцевых сердечниках см. в § 1.2.

Броневые ферритовые сердечники. Броневой сердечник с зазором (рис. 12.29, *а*) или без зазора (рис. 12.29, *б*) собирают из двух чашек (рис. 12.29, *в*) и элемента подстройки. Последний может быть стержневым (тип ПС), трубчатым (тип ПТ) или резьбовым (тип ПР). Изменяя положение элемента подстройки, регулируют индуктивность катушки. В табл. 12.42 указаны размеры чашек и возможные для их комплектации типоразмеры сердечников.

Числа, входящие в обозначения сердечников, указывают следующие их номинальные размеры [мм], первое число в обозначении стержневого сердечника ПТ указывает его диаметр, второе — длину; первое число в обозначении трубчатого сердечника ПС указывает его внешний диаметр, второе — внутренний диаметр, третье — длину; первое число в обозначении резьбового подстроечника ПР указывает его внешний диаметр по вершинам резьбы, второе — шаг резьбы, третье — длину.

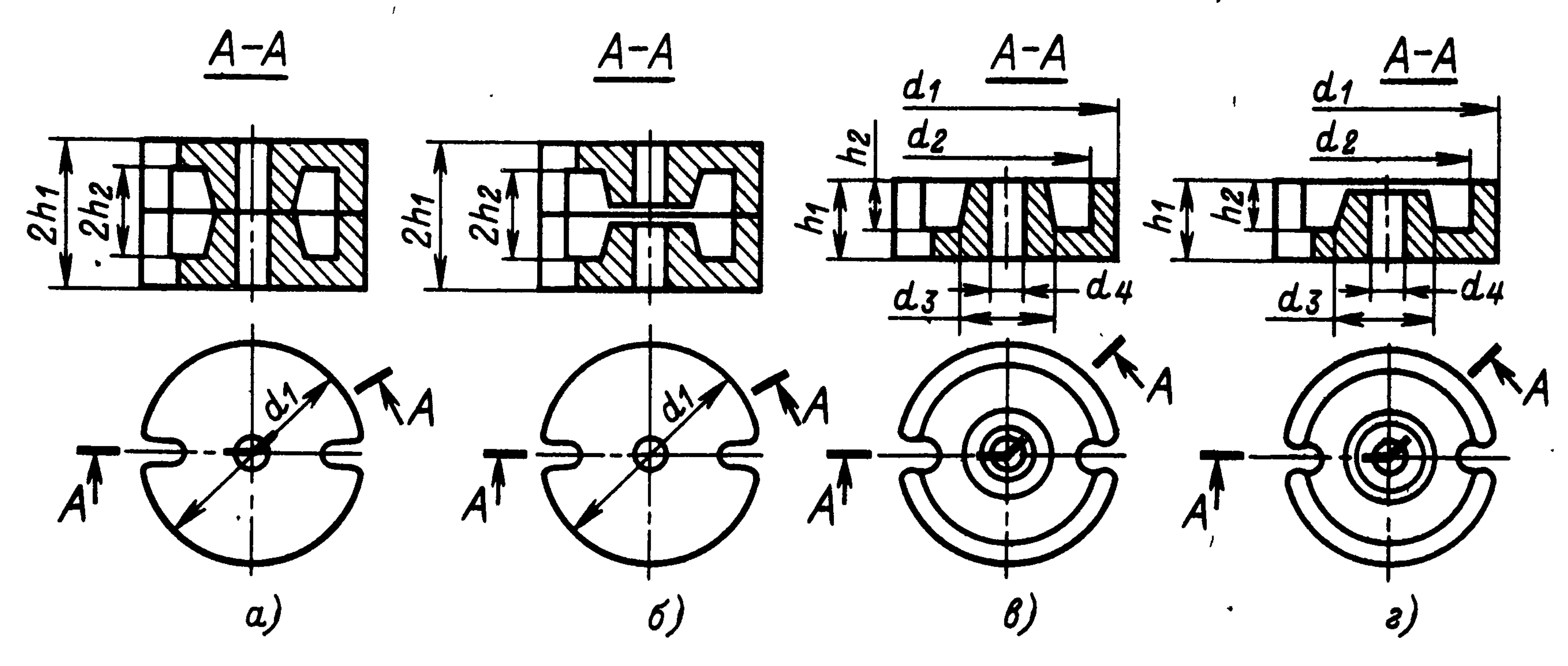


Рис. 12.29

Максимальные рабочие частоты броневых сердечников из феррита различных марок:

2000НМ1	0,6 МГц
2000НМ, 2000НМ1, 1500НМ1, 1500НМ2, 1500НМ3	1 МГц
1000НМ3, 1500НМ3	1,5 МГц
1000НМ3-4	2 МГц
700НМ, 700НМ9	3 МГц
50ВЧ2-2	50 МГц
20ВЧ2, 50ВЧ2	70 МГц
30ВЧ2	100 МГц

Таблица 12.42. **Броневые ферритовые сердечники**

Тип сердечника	Размер, мм (рис. 12.29)						Тип подстроечного сердечника
	d_1	d_2	d_3	d_4	h_1	h_2	
Б6	6,6	5,0	2,8	1,0	2,7	1,8	ПС 0,5×5
Б9	9,3	7,5	3,9	2,0	2,7	1,8	ПС 0,5×5 ПС 0,8×5
Б11	11,3	9,0	4,7	2,0	3,3	2,2	ПС 0,8×5 ПС 1×6
Б14	14,4	11,6	6,0	3,0	4,2	2,8	ПС 1,8×8 ПС 2,2×8 ПТ 2,2×0,8×8 ПР 2,2×0,45×8
Б18	18,4	14,9	7,6	3,0	5,3	3,6	ПС 1,8×10 ПС 2,2×10 ПТ 2,2×0,8×10 ПР 2,2×0,45×10
Б22	22,0	17,9	9,4	4,4	6,8	4,6	ПС 3,2×11 ПС 3,5×13 ПТ 3,5×1,2×13 ПР 3,5×0,6×12 ПР 4×0,5×12
Б26	26,0	21,2	11,5	5,4	8,1	5,5	ПС 3,9×15 ПС 4,5×15 ПТ 4,5×1,5×16 ПР 5×0,5×15
Б30	30,5	25,0	13,5	5,4	9,5	6,5	ПС 4,2×17 ПС 4,5×17 ПТ 4,5×1,5×18 ПР 4,5×0,5×18 ПР 5×0,5×21

Расчет катушек с броневыми сердечниками см. в § 1.2.

Ш-образные ферритовые сердечники. Сердечник состоит из двух Ш-образных частей со шлифованными поверхностями стыка (рис. 12.30). В табл. 12.43 указаны номинальные геометрические размеры сердечников (ГОСТ 18614 — 73), эффективная длина пути магнитной линии $l_м$ и эффективная магнитная проницаемость $\mu_{эфф}$ сердечников из ферритов различных марок. Сердечники предназначены для работы в диапазоне частот от 1 до 100 кГц и применяются в трансформаторах статических преобразователей постоянного напряжения, строчной развертки телевизоров и др.

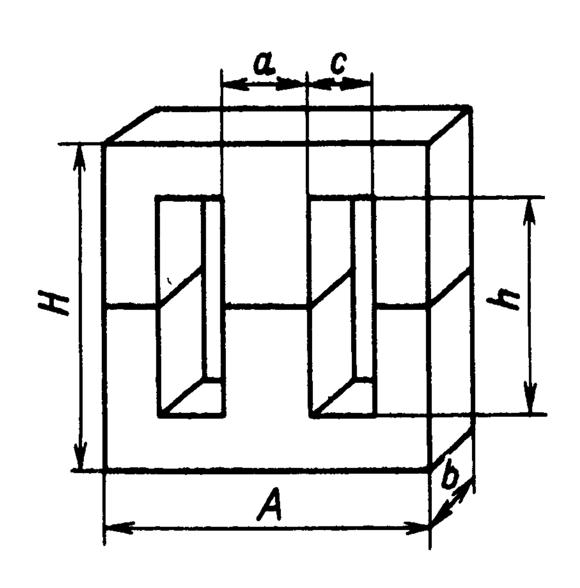


Рис. 12.30

П-образные ферритовые сердечники для выходных трансформаторов строчной развертки телевизоров (табл. 12.44). Сердечник состоит из двух частей, имеющих форму буквы П, со шлифованными поверхностями стыка. Сердечники типа П (с закругленным сечением ножек, рис. 12.31) изготовляют из ферритов марки 2500НМ и 2500НМС, сердечники типа ПК (с ножками круглого сечения, рис. 12.31) из ферритов марок 2500НМС, 3000НМС и 4000НМС, сердечники типа ПП (с ножками прямоугольного сечения, рис. 12.32) из феррита марки 600НН. Последние применяют только в ТВС телевизоров на кинескопах с отклонением луча 70°.

Магнитная проницаемость замкнутого П-образного сердечника без зазора на частоте 16 кГц имеет значение не менее числа, входящего в марку феррита, при магнитной индукции $B=0,2$ Т для сердечников из ферритов марок 2500НМ и 2500НМС и при $B=0,1$ Т для сердечников из

Таблица 12.43. **Ферритовые Ш-образные сердечники без зазора**

Типоразмер	Размер, мм (рис. 12.30)				$l_м$, см	Эффективная магнитная проницаемость $\mu_{эфф}$ сердечников из ферритов марки			
	A	*H*	*c*	*h*		600НН	700НМ	2000НМ	4000НМ
Ш2,2×2,5	10	10	2	6,4	2,2	525	595	1025	1380
Ш3×3	12	12	2,5	8	2,6	545	630	1130	1575
Ш4×4	16	16	3,2	10,4	3,5	555	640	1260	1840
Ш5×5	20	20	4,0	13	4,3	565	645	1345	2020
Ш6×6	24	24	5,0	16	5,3	575	660	1445	2260
Ш7×7	30	30	6,0	19	6,3	580	—	1520	2440
Ш8×8	32	32	7,5	23	7,5	585	—	1575	2600
Ш12×15	42	42	9,0	30	9,7	590	—	1655	—
Ш20×28	65	65	12	44	14,4	590	—	1755	—

Примечание. Первое число в обозначении типоразмера сердечника указывает ширину среднего стержня *a*, второе — толщину сердечника *b* [мм].

Таблица 12.44. **П-образные ферритовые магнитопроводы**

Типоразмер	Размер, мм (рис. 12.31)				
	B, D	*A*	*H*	*l*	*h*
П110	15	54	66	30	40
П110П	15	54	58	30	32
П110А	16	67	66	41	40
ПК26×13	13	50	40	26	22
ПК30×16	16	60	68	30	40
ПК38×14	14	64	60	38	38
ПК40×16	16	70	64	40	40
ПК40×18	18	76	72	40	40
ПК48×20	20	86	96	48	56
ПП53×15×15	15	53	66	23	38

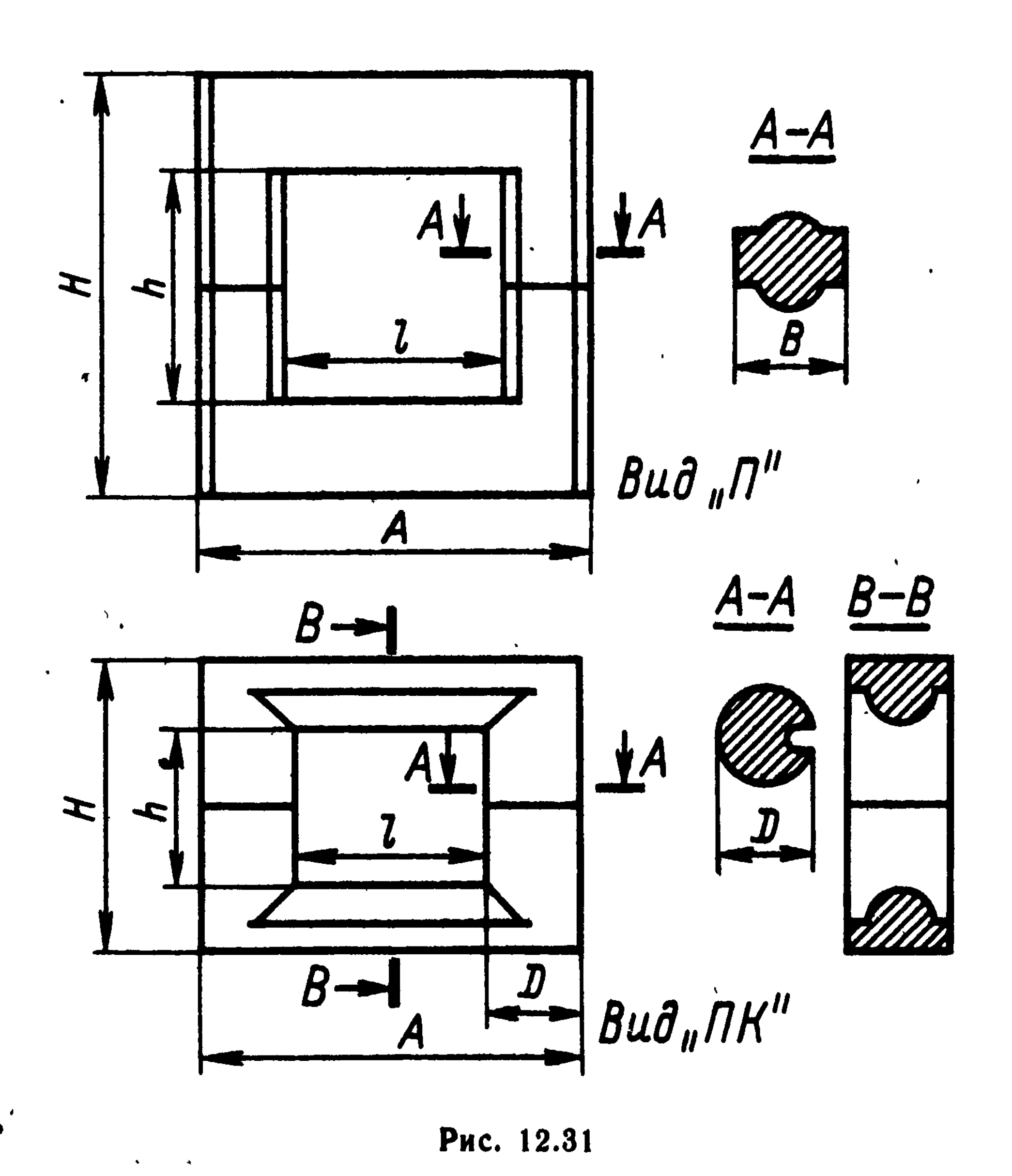


Рис. 12.31

ферритов марок 3000НМС и 4000НМС, что дает возможность получить требуемое напряжение на

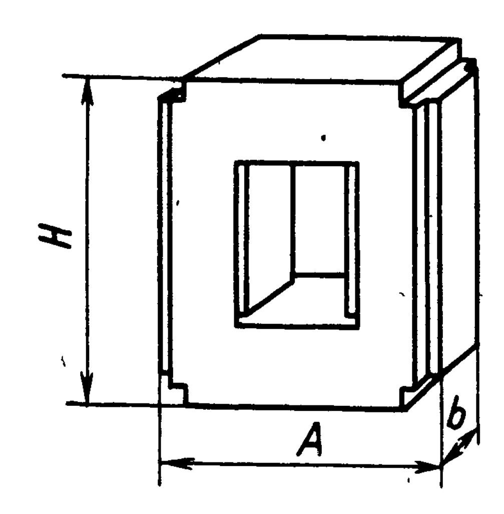


Рис. 12.32

анодах кинескопов при малой потребляемой мощности. Сердечники типоразмеров П110, П110П и П110А из феррита марки 2000НМ выполнение указанного условия не обеспечивает, поэтому применение их в ТВС не рекомендуется.

Крепление изделий из ферритов. Изделия из ферритов можно приклеивать к металлическим поверхностям и склеивать между собой с помощью клея БФ-4 или эпоксидного пластифицированного клея. Эпоксидный клей состоит из 100 мас. ч. эпоксидной смолы ЭД-5, 20 мас. ч. эпоксидной смолы ДЭГ-1, 20 мас. ч. полиэтилена и 20 мас. ч. полиамина. Если аппаратура предназначается для работы в условиях воздействия длительной повышенной влажности и значительных механических нагрузок, следует применять клей марки К400 (на эпоксидно-полиамидно-кремний-органической основе).

Для увеличения адгезии клея склеиваемые поверхности необходимо сделать шероховатыми, например притиркой на стальной плите с применением карборундового зерна, и обезжирить промывкой ацетоном или смесью ацетона со спиртом (применение бензина не рекомендуется, т. к. он содержит больше смолистых веществ и более токсичен).

Надежное клеевое соединение можно получить при толщине клеевого шва 0,1 — 0,2 мм. Феррит с алюминием и латунью соединяют с помощью клея БФ-4 и полимеризуют при комнатной температуре в течение 6 ч; при температуре 60 — 70°С достаточно 2 ч. Эпоксидный пластифицированный клей полимеризуется при ком-

натной температуре в течение 24 ч и при температуре 100°С в течение 2 ч. После горячей полимеризации изделия необходимо медленное охлаждение (20 — 30°С/ч).

Сердечники из магнитодиэлектриков

Сердечники из магнитодиэлектриков, применяемые в ВЧ катушках и трансформаторах, изготавливают из порошкообразного ферромагнитного материала — альсифера, карбонильного железа или магнетита с изоляционным связующим материалом — полистиролом, бакелитовыми смолами или стеклоэмалью, Соответственно сердечники называются альсиферовыми, карбонильными и магнетитовыми.

Альсифер — сплав, содержащий около 7,5% алюминия, 9% кремния, остальное железо.

Карбонильное железо — высокодисперсный порошок, состоящий в основном из частиц сферической формы размером 1,5 — 3,5 мкм слоистой («луковичной») структуры. Такая структура имеет меньшую удельную проводимость по сравнению с обычным чистым железом. В карбонильном железе массовая доля железа составляет 97,2 — 98,8, углерода 0,6 — 1,2, кислорода 0,8 — 1,2, азота 0,5 — 1%.

Магнетит — магнитный железняк (минерал).

Карбонильные цилиндрические подстроечные сердечники типа СЦР с резьбой (см. рис. 12.33, *а*, табл. 12.45). Их помещают внутрь каркасов катушек, на внутренней поверхности которых имеется резьба. Вращением сердечника изменяют его объем внутри катушки и тем самым изменяют индуктивность. При сердечнике, полностью введенном в катушку, $\mu_{эфф} \approx 1,6$ (измеряется на частоте 15 МГц).

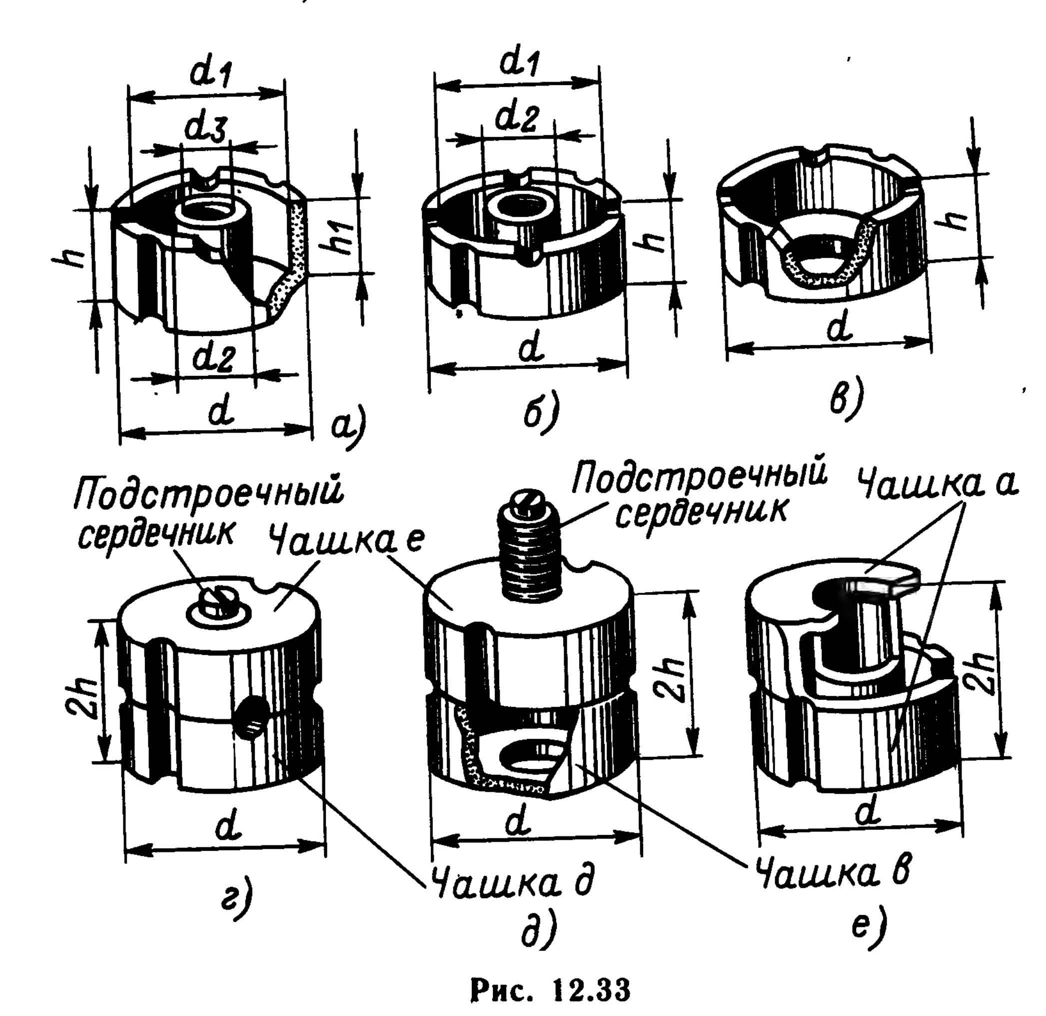


Рис. 12.33

Таблица 12.45. **Карбонильные цилиндрические сердечники**

Типоразмер	СЦР-1	СЦР-2	СЦР-3	СЦР-4	СЦР-5	СЦР-6	СЦР-7
Длина *l*, мм	10	19	10	19	10	19	10
Диаметр *d*, мм (резьба)	1М6×0,75	1М6×0,75	1М7×0,75	1М7×0,75	1М8×0,75	1М8×1	1М9×1

Продолжение табл. 12.45.

Длина *l*, мм,	19	10	19	10	19	10	19
Диаметр *a*, мм (резьба)	1М9×1	9,3	9,3	9,3	9,3	9,3	9,3

Таблица 12.46. **Карбонильные броневые сердечники**

Типоразмер	СБ-6а	СБ-9а	СБ-12а	СБ-12б	СБ-18а	СБ-23-11а	СБ-23б	СБ-23-17а	СБ-28а	СБ-34а
Размеры сердечников и составляющих их чашек (рис. 12.33)										
d, мм	6,5	9,6	12,3	12,3	18	23,0	23,0	23	28	34
d_1, мм	4,9	7,5	10	10	14	18,5	18,5	18	22	27
d_2, мм	3	4,6	6	6	9	10	10	11	13	13,5
d_3, мм (резьба)	М2	М3	М4	М4	М5	1М7×0,75	1М7×0,75	1М7×0,75	1М8×1	1М8×1
h, мм, не более	3,2	3,8	5,3	5,3	7,4	5,7	5,7	8,7	11,7	14,2
h_1, мм, не менее	2	2,1	4,1	4,1	5,7	3,1	3,1	6	8,5	10,2
Размеры подстроечников (рис. 12.29, а)										
Резьба	М2	М3	М4	М4	М5	1М7×0,75	1М7×0,75	1М7×0,75	1М8×1	1М8×1
l, мм	7,5	8	11,5	11,5	13,5	13	13	19,0	25	30
Эффективная магнитная проницаемость в отсутствии подстроечника										
$\mu_{эфф}$, не менее	1,7	1,7	3,0	1,7	—	2,8	1,8	3,4	3,7	3,4

Карбонильные цилиндрические подстроечные гладкие сердечники типа СЦГ. Сердечники вставляют внутрь катушек (или катушки наматывают на них, когда требуется постоянная индуктивность). Карбонильные сердечники такой же формы: но с впрессованными в них латунными шпильками с резьбой — тип СЦШ — используют в качестве подстроечников. Когда сердечник СЦГ или СЦШ полностью введен в катушку, то $\mu_{эфф} \approx 1,9$ (измеряется на частоте 6 МГц).

Броневые сердечники (табл. 12.46). Карбонильный броневой сердечник (рис. 12.33, *а—е*) состоит из двух чашек, в одну из которых ввинчивается подстроечный сердечник из карбонильного железа; сердечник с замкнутой магнитной цепью (рис. 12.33, *г*) имеет в обозначении букву «а», а с незамкнутой (рис. 12.33, *д*) — букву «б».

Магнитопроводы трансформаторов и дросселей звуковой частоты

Материалы для магнитопроводов. Пластины для сборки магнитопроводов трансформаторов и дросселей звуковой частоты (рис. 12.34, *а—в*, 12.35, *а—г*, табл. 12.47) штампуют из листовой электротехнической стали. Магнитопроводы трансформаторов питания собирают из пластин стали марок Э41, Э42 толщиной 0,35 — 0,5 мм, а трансформаторов для УЗЧ (усилителей звуковой частоты) из стали марок Э42, Э43, Э310 — Э330 толщиной 0,2 — 0,35 мм.

Витые магнитопроводы (рис. 12.36, *а—в*, табл. 12.48 и 12.49) изготовляют из ленточной электротехнической стали марок Э310 — Э330 преимущественно толщиной 0,2 мм. Для снижения магнитных потерь в стали содержится присадка кремния, средний процент которого указывает первая цифра в обозначении марки стали. Чем больше второе число в обозначении, тем меньше потери в стали. Нуль в конце обозначения указывает, что это холоднокатаная сталь.

Магнитопроводы трансформаторов звуковой частоты, работающих при слабых магнитных полях, изготовляют из листовых пермаллоев. Это позволяет уменьшить размеры трансформаторов. Пермаллои представляют собой сплавы никеля и железа с примесью других химических элементов. Число в обозначении марки пермаллоя указывает процент содержания в нем никеля, буква Н обозначает никель, а следующие буквы — примеси: М — молибден, Х — хром, С — кремний, А — алюминий. Например, пермаллой марки 79 НМ содержит 79% никеля, примесь молибдена, остальное — железо.

Магнитопроводы из пермаллоя недопустимо сильно стягивать и подвергать механическим напряжениям, т. к. это может резко ухудшить их магнитные характеристики.

Площадь сечения магнитопровода. Вследствие наличия изоляции между пластинами или слоями ленты, а также невозможности совершенно плотной укладки пластин или намотки ленты полезная площадь сечения стали магнитопровода S меньше произведения $a \times в$ (рис. 12.35). Отношение $S/(ав)$ называют коэффициентом заполнения;

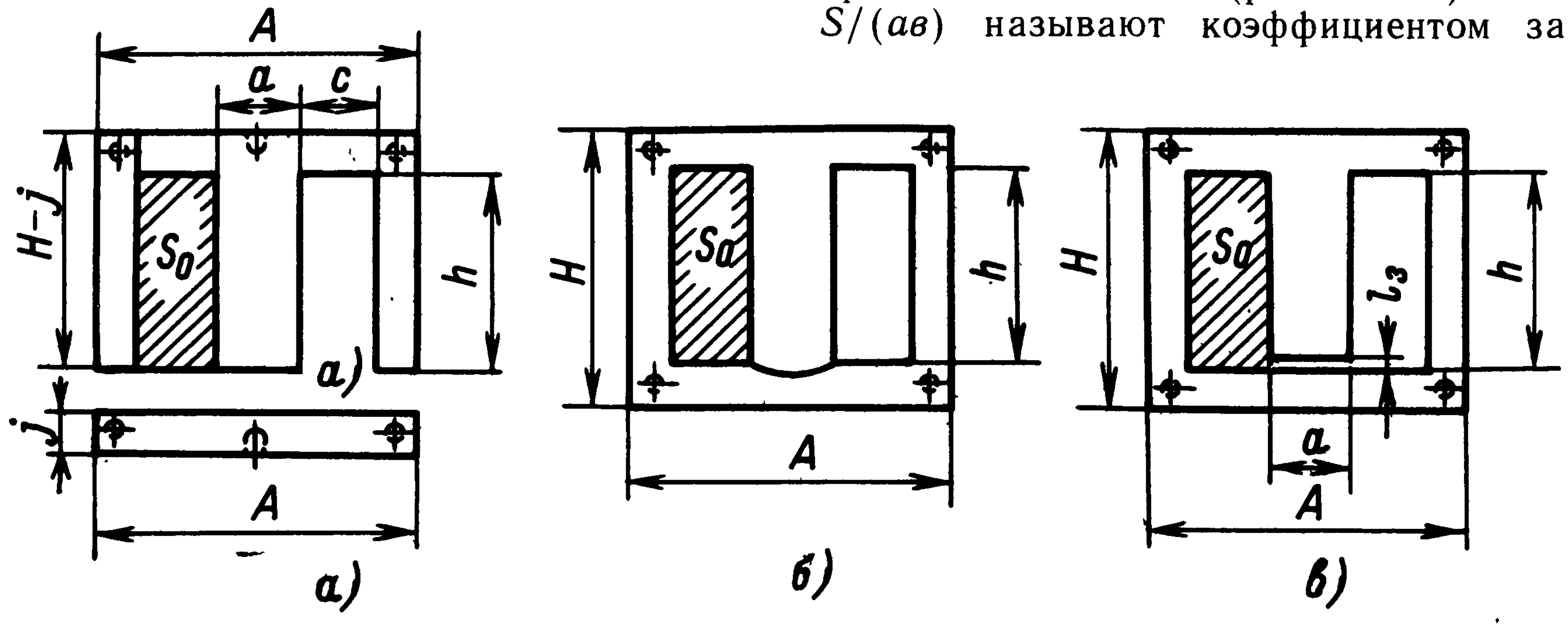


Рис. 12.34

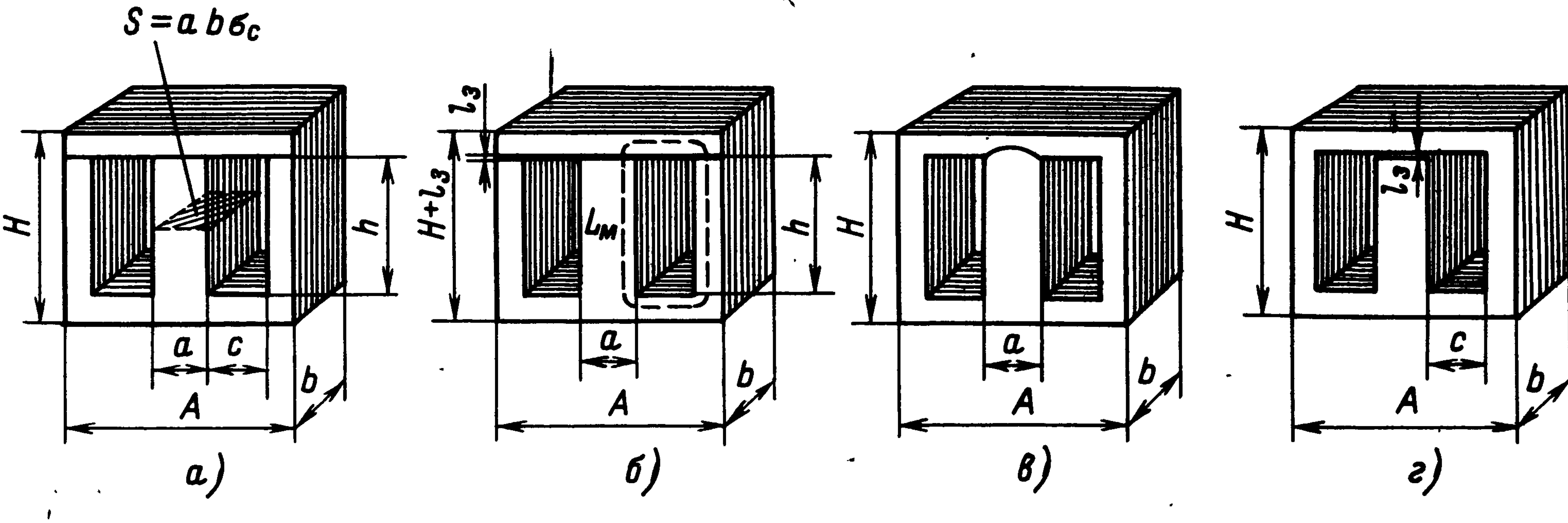


Рис. 12.35

Таблица 12.47. **Магнитопроводы из Ш-образных пластин**

Типоразмер	Размер, мм (рис. 12.35)				S, см^2	$l_м$, см	$l_в$, см	$J_{ср}$, А/мм^2	$P_т$, В · А	$E^{(1)}$, В	$\Delta U_т$
	A	H	c	h							
Ш2×2,5	8	7	2	5	0,04	1,7	1,5				
Ш2×4	8	7	2	5	0,06	1,7	1,9				
Ш2,5×3,2	10	9	2,5	6,2	0,06	2,1	1,9				
Ш2,5×5	10	9	2,5	6,2	0,11	2,1	2,2				
Ш3×4	12	10,5	3	7,5	0,10	2,7	2,3				
Щ3×6,3	12	10,5	3	7,5	0,10	2,7	2,8				
Ш4×5	16	14	4	10	0,17	3,4	3				
Ш4×8	16	14	4	10	0,27	3,4	3,7				
Ш5×6,3	20	18	5	12,5	0,27	4,3	3,8				
Ш5×10	20	18	5	12,5	0,42	4,3	4,5				
Ш6×8	24	21	6	15	0,41	5,1	4,7	6			
Ш6×12,5	24	21	6	15	0,64	5,1	5,6	5			
Ш7×7*	30	30	6,5	20	0,42	6,9	4,7	5,6			
Ш7×14*	30	30	6,5	20	0,84	6,9	6,1	5,1			
Ш7×10*	30	30	6,5	20	0,60	6,9	5,3	5,4			
Ш8×10	32	28	8	20	0,67	6,8	6	5,2			
Ш8×16	32	28	8	20	1,10	6,8	7,1	4,6			
Ш9×9	36	32	9	22	0,69	7,7	6,3	5,2			
Ш9×13	36	32	9	22	0,92	7,7	7,1	4,6			
Ш10×10	40	35	10	25	0,90	8,5	6,9	4,8			
Ш10×12,5	40	35	10	25	1,1	8,5	7,4	4,6			
Ш10×16	40	35	10	25	1,4	8,5	8,1	4,4			
Ш10×20	40	35	10	25	1,8	8,5	9	4,1			
УШ10×10	36	31	6,5	18	0,9	5,7	5,8	5			
УШ10×15	36	31	6,5	18	1,3	5,7	6,8	4,5			
УШ10×20	36	31	6,5	18	1,8	5,7	7,8	4			
Ш12×12	36	30	6	18	1,3	6,7	6,5	5,2			
Ш12×12	42	42	9	30	1,3	9,7	7,5	5			
Ш12×12	48	30	12	18	1,3	7,6	8,5	4,5	3	0,027	0,31
Ш12×12	48	42	12	30	1,3	10,3	8,5	4,2	5	0,028	0,29
Ш12×16	42	42	9	30	1,7	9,7	8,3	4,2	3,5	0,045	0,17
Ш12×16	48	30	12	18	1,7	7,6	9,3	4,3	4	0,035	0,26
Ш12×16	48	42	12	30	1,7	10,3	9,3	4	4,5	0,035	0,24
Ш12×20	48	30	12	18	2,2	7,6	10	4,1	5	0,045	0,2
Ш12×20	48	42	12	30	2,2	10,3	10	3,9	8	0,044	0,19
Ш12×25	48	30	12	18	2,7	7,6	11	4	6	0,054	0,18
Ш12×25	48	42	12	30	2,7	10,3	11	3,7	10	0,054	0,17
Ш12×32	48	30	12	18	3,5	7,6	13	3,7	7	0,070	0,15
Ш12×32	48	42	12	30	3,5	10,3	13	3,3	11	0,085	0,15
УШ12×12	44	38	8	22	1,3	6,7	7	4,3	3	0,034	0,19
УШ12×18	44	38	8	22	1,9	6,7	8,2	4,1	5	0,051	0,15
УШ12×24	44	38	8	22	2,6	6,7	9,4	3,8	7	0,069	0,12
Ш16×20	64	40	16	24	2,9	10,5	12	3,8	11	0,057	0,18
Ш12×20	64	56	16	40	2,9	14	12	3,5	18	0,056	0,17
Ш16×24	48	40	8	24	3,5	9,0	10	4,2	7	0,083	0,15
Ш16×25	64	40	16	24	3,6	10,5	13	3,6	12	0,069	0,15
Ш16×25	64	56	16	40	3,6	14	13	3,4	22	0,068	0,14
Ш16×32	48	40	8	24	4,6	9,0	12	4,1	9	0,11	0,13
Ш16×32	64	40	16	24	4,6	10,5	14	3,5	15	0,088	0,13
Ш16×32	64	56	16	40	4,6	14	14	3,2	27	0,088	0,13
Ш16×40	64	40	16	24	5,8	10,5	16	3,3	18	0,11	0,11
Ш16×40	64	56	16	40	5,8	14	16	3	32	0,11	0,10
УШ16×24	56	48	10	28	3,5	9	11	4	8	0,12	0,11
Ш18×18	54	45	9	27	2,9	10	20	4	7	0,067	0,22
Ш18×27	54	45	9	27	4,4	10	12	3,5	13	0,09	0,13
Ш18×36	54	45	9	27	5,8	10	13	3	17	0,12	0,11
Ш19×38	75	68	17	46	6,5	14,3	15	2,8	15	0,11	0,16
УШ19×19	67	58	12	33	3,2	10,6	11	3,7	12	0,085	0,17
УШ19×28	67	58	12	33	4,9	10,6	13	3,5	17	0,11	0,11
УШ19×38	67	58	12	33	6,5	10,6	15	3,2	22	0,19	0,11
Ш20×20	60	50	10	30	3,6	12	11	3,5	11	0,19	0,18
Ш20×20	80	50	20	30	3,6	13	14	3,5	18	0,08	0,20

Примечания. 1. Первое число в обозначении типоразмера магнитопровода указывает ширину его среднего стержня — a, второе — толщину магнитопровода b [мм] (см. рис. 12.35).

2. Типоразмеры магнитопровода из пластин, показанных на рис. 12.35, *б*, *в*, отмечены звездочками.

3. В таблице приняты следующие обозначения: $l_м$ — длина пути средней магнитной силовой линии; $l_в$ — средняя длина витка; $J_{ср}$ — средняя плотность тока, соответствующая температуре перегрева обмотки $t_п=55°C$; $P_т$ — типовая мощность трансформатора при $f=50$ Гц и $t_п=55°$ С; $E^{(1)}$ — ЭДС на один виток обмотки; $\Delta U_т$ — относительное падение напряжения на трансформаторе.

его обозначают σ. В табл. 12.47 указаны площади сечения магнитопроводов S, выполненных из пластин, не покрытых лаком и не оклеенных бумагой; толщиной 0,35 мм для магнитопроводов Ш12×12 и бо́льших типоразмеров (при этом $\sigma\approx0,9$) и толщиной 0,2 мм для магнитопроводов меньших типоразмеров (при этом $\sigma=0,8\div0,85$). Если пластины деформированы, то σ меньше. Для витых магнитопроводов $\sigma\approx0,9$.

Выбор магнитопровода. Рекомендуется приме-

нять магнитопроводы, у которых $b/a=1\div2$ (например: Ш25×40, УШ30×60). При бо́льших отношениях b/a затрудняется плотная намотка обмоток, поскольку со сторон большего размера витки ложатся недостаточно плотно, вспучиваются.

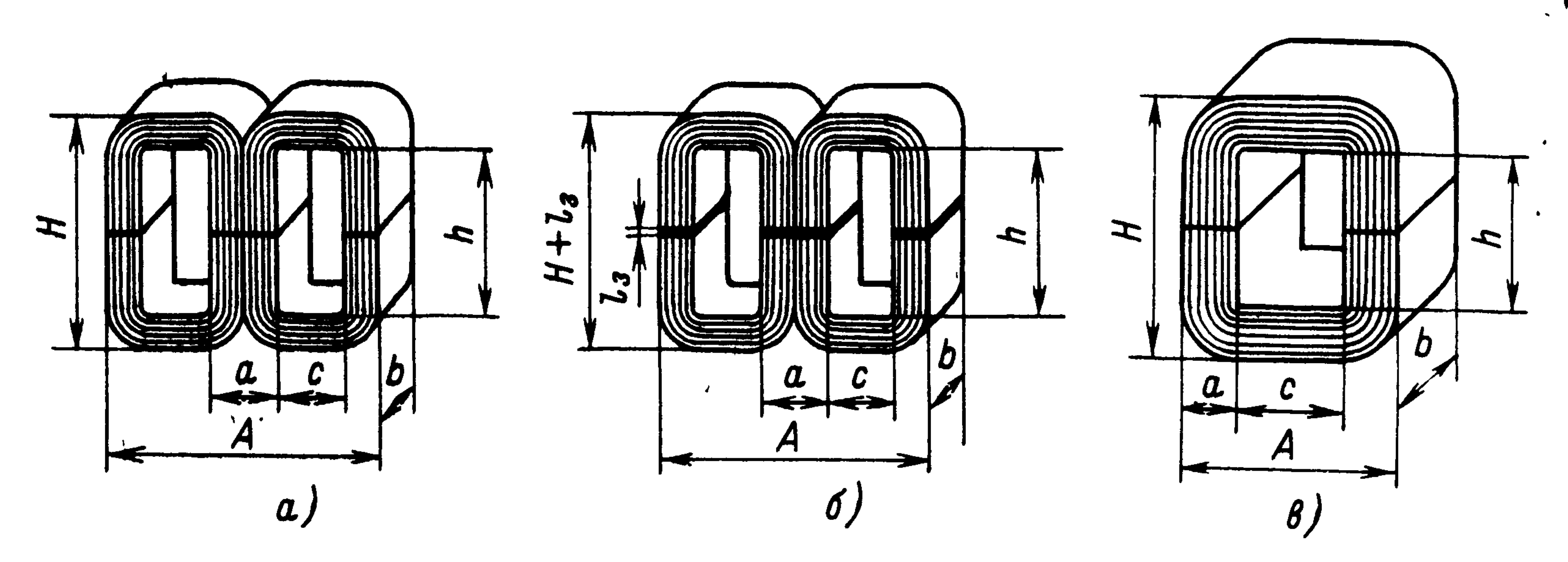


Рис. 12.36

Таблица 12.48. **Магнитопроводы витые Ш-образные**

Типоразмер	Размер, мм (рис. 12.36, *а, б*)				S, см²	$l_м$, см	$l_в$, см	$J_{ср}$, А/мм²	$P_т$, В · А	$E^{(1)}$, В	$\Delta U_т$
	A	*H*	*c*	*h*							
ШЛМ8×6,5	26	21	5	13	0,43	5,1	4,5				
ШЛМ8×8	26	21	5	13	0,54	5,1	4,8				
ШЛМ8×10	26	21	5	13	0,7	5,1	5,2				
ШЛМ8×12,5	26	21	5	13	0,95	5,1	5,7				
ШЛМ8×16	26	21	5	13	1,2	5,1	5,8				
ШЛМ8×10	32	28	6	18	0,65	6,4	5,5				
ШЛМ10×10	32	28	6	18	0,85	6,4	5,9				
ШЛМ10×12,5	32	28	6	18	1,1	6,4	6,4				
ШЛМ18×16	32	28	6	18	1,5	6,4	7,1				
ШЛМ10×20	32	28	6	18	1,9	6,4	7,9				
ШЛМ12×10	40	35	8	23	0,98	8,1	7				
ШЛМ12×12,5	40	35	8	23	1,3	8,1	7,5				
ШЛМ12×16	40	35	8	23	1,7	8,1	8,2				
ШЛМ12×20	40	35	8	23	2,3	8,1	9				
ШЛМ12×25	40	35	8	23	2,8	8,1	10				
ШЛМ16×16	52	42	9,9	26	2,3	9,7	9,6	8,1	14	0,1	0,22
ШЛМ16×20	52	42	9,9	26	3	9,7	10,4	7,0	18	0,13	0,20
ШЛМ16×25	52	42	9,9	26	3,8	9,7	11,4	6,2	22	0,16	0,18
ШЛМ16×32	52	42	9,9	26	4,8	9,7	12,8	5,3	25	0,20	0,16
ШЛМ20×20	64	56	12	36	3,6	12,7	11,8	9	30	0,13	0,25
ШЛМ20×25	64	56	12	36	4,7	12,7	12,8	7,5	35	0,16	0,22
ШЛМ20×32	64	56	12	36	6,1	12,7	14,2	6	40	0,2	0,18
ШЛМ20×40	64	56	12	45	7,6	12,7	15,8	5	50	0,26	0,15
ШЛМ25×25	80	70	15	45	5,6	15,9	14,7	4,7	60	0,16	0,14
ШЛМ25×32	80	70	15	45	7,4	15,9	16,1	4,6	70	0,20	0,11
ШЛМ25×40	80	70	15	45	9,5	15,9	17,7	4	85	0,26	0,095
ШЛМ25×50	80	70	15	45	12	15,9	19,7	3,8	110	0,32	0,083

Примечание. Первое число в обозначении типоразмера магнитопровода указывает ширину его среднего стержня — a, второе — ширину ленты b [мм], из которой изготовлен магнитопровод; $J_{ср}$ — средняя плотность тока в витках, при которой температура перегрева $t_п \leq 55°C$; $P_т$ — типовая мощность трансформатора при $f=50$ Гц и $t_п \leq 55°C$; $E^{(1)}$ — ЭДС на один виток обмотки при $f=50$ Гц; $\Delta U_т$ — относительное падение напряжения на трансформаторе; $l_м$ — длина пути средней магнитной силовой линии; $l_в$ — средняя длина витка.

Таблица 12.49. **Магнитопроводы витые П-образные**

Типоразмер	Размер, мм (рис. 12.36 *в*)			S, см²	l, см	$l_в$, см	$J_{ср}$, А/мм²	$P_т$, В · А	$E^{(1)}$, В	$\Delta U_т$
	A	*H*	*c*							
ПЛМ22×32-28	63	72	19	6,4	16	16,8	5,8	50	0,225	0,17
ПЛМ22×32-36	63	80	19	6,4	18	16,8	4,7	70	0,225	0,15
ПЛМ22×32-46	63	90	19	6,4	20	16,8	4,1	90	0,225	0,14
ПЛМ22×32-58	63	102	19	6,4	22	16,8	3,1	110	0,225	0,12
ПЛМ27×40-36	78	90	24	9,7	20	21,0	5,3	135	0,344	0,13
ПЛМ27×40-58	78	112	24	9,7	25	21,0	3,8	200	0,344	0,10
ПЛМ27×40-46	78	100	24	9,7	22,8	21,0	4,6	160	0,344	0,11
ПЛМ27×40-73	78	137	24	9,7	28	21,0	3,2	270	0,344	0,09

Окончание табл. 12.49

Типоразмер	Размер, мм (рис. 12.36 *в*)			S, см^2	l, см	$l_в$, см	$J_{ср}$, А/мм^2	$P_т$, В · А	$E^{(1)}$, В	$\Delta U_т$
	A	*H*	*c*							
ПЛМ34×50-46	98	114	30	15,5	26	26,2	4,8	390	0,585	0,088
ПЛМ34×50-58	98	126	30	15,5	28	26,2	4,1	450	0,585	0,073
ПЛМ34×50-73	98	147	30	15,5	30,5	26,2	3,3	550	0,585	0,06
ПЛМ34×50-90	98	158	30	15,5	33	26,2	3	680	0,585	0,05

Примечания. 1 Числа в обозначении типоразмера магнитопровода указывают: первое — ширину его стержня *a*, второе — высоту окна, *h*, третье — ширину ленты *b*, из которой изготовлен магнитопровод (все размеры в миллиметрах).

2. Обозначения: $P_т$, $E^{(1)}$, $\Delta U_т$ — см. примечание к табл. 12. 48.

Обмотки трансформаторов и дросселей

Трансформаторы звуковой частоты, трансформаторы питания и дроссели сглаживающих фильтров радиолюбители наматывают обычно на каркасах из изоляционного материала. При наличии опыта можно осуществлять бескаркасную намотку.

Каркасы изготовляют из гетинакса, текстолита или плотного картона, склеивают их части клеем БФ, нитроклеем или густым шеллачным лаком. Не рекомендуется применять столярный и канцелярский клей, т. к. они невлагоустойчивы. Картонные части каркаса по окончании его изготовления покрывают лаком или клеем БФ.

Толщина стенок каркасов при напряжениях обмоток до 2 кВ определяется их механической прочностью; практически достаточно иметь толщину 1 — 1,5 мм. При напряжениях до 3 кВ толщину следует увеличить до 2 — 2,5 мм и при напряжениях до 5 кВ до 3 — 4 мм. Ширина окна каркаса должна быть примерно на 1 мм больше размера *a* магнитопровода. Высоту окна каркаса следует брать на 1,5—2 мм больше размера магнитопровода, иначе при сборке трудно будет вложить в окно каркаса требуемое количество пластин. Такие же размеры должна иметь гильза из изоляционного материала при бескаркасной намотке трансформатора или дросселя.

Ш-образный магнитопровод должен иметь высоту щечек каркаса примерно на 1 мм меньше ширины окна *c*, а стержневой магнитопровод — на 1—1,5 мм меньше половины ширины его окна. Для магнитопровода из пластин по рис. 12.34, *a* или витого разрезного магнитопровода длину каркаса следует брать на 1 мм меньше высоты окна магнитопровода. При использовании магнитопровода из пластин по рис. 12.34, *б*, *в* высота каркаса должна быть на 3—8 мм меньше высоты окна магнитопровода, иначе пластины при сборке не будут в него входить. Укорочение каркаса должно быть тем больше, чем больше размеры магнитопровода.

Плотность тока в обмотке. Чем больше плотность тока в обмотке J А/мм^2 и чем меньше поверхность обмотки, с которой происходит отдача тепла в окружающую среду, тем больше перегрев трансформатора (дросселя) — превышение температуры его обмотки над температурой среды. Перегрев трансформатора (дросселя) большего размера на данное число градусов получается при меньшей плотности тока. При температуре окружающей среды $t_{окр}$ и температуре перегрева обмотки $t_п$ обмотка нагреется до температуры $t_{обм} = t_{окр} + t_п$.

При указанных в табл. 12.47 — 12.49 средних значениях плотности тока $J_{ср}$ температура перегрева обмоток $t_п \approx 55°C$. Для уменьшения перегрева плотность тока нужно снижать. Для трансформаторов питания и дросселей фильтров, обмотки которых выполнены из провода ПЭЛ или провода в шелковой или хлопчатобумажной изоляции при бескаркасной намотке, а также когда намотка выполнена на каркасах из слоистых пластиков (типа гетинакса и текстолита) или на каркасах из пропитанных картона, бумаги и фанеры, допустим нагрев до температуры 90°С (кратковременно до 105°С). Если обмотки выполнены проводом ПЭВ, то допускается нагрев до 105°С (кратковременно до 125°С). При использовании в конструкции непропитанного картона предельно допускаемая температура длительного нагрева снижается до 80°С.

Температуру перегрева обмотки сопротивлением R [Ом] при прохождении по ней тока I [А] можно определить по эмпирической формуле

$$t_п \approx 550\ R^2/S_{охл}.$$

Необходимое для подстановки в эту формулу значение действующей поверхности охлаждения обмотки вычисляют по формуле

$$S_{охл} = 2c_к(2a + \pi c_к) + 2h_к(a + \pi c_к),$$

где *a* — ширина стержня магнитопровода (см. рис. 12.35 и 12.36); $c_к$ — толщина и $h_к$ — длина слоя намотки (рис. 12.37). Площадь $S_{охл}$ полу-

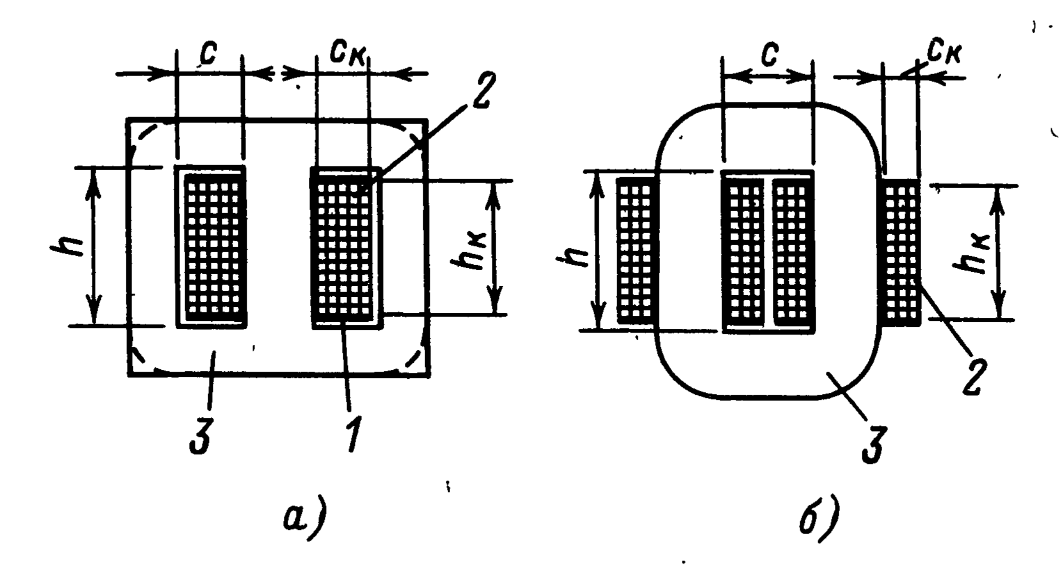


Рис. 12.37

чается в квадратных сантиметрах, если a, $c_к$ и $h_к$ выразить в сантиметрах.

Поскольку теплоотдача от внутренней обмотки трансформатора затруднена, плотность тока в ней должна составлять $0{,}7J_{ср}$ указанного в таблице для магнитопровода данного типоразмера. Плотность тока во внешних обмотках, условия охлаждения которых лучше, может быть соответственно больше значения $J_{ср}$.

Выбор обмоточного провода. Обмотки трансформаторов питания, дросселей сглаживающих фильтров и трансформаторов звуковой частоты наматывают проводами в эмалевой изоляции. Применения проводов в шелковой, капроновой и хлопчатобумажной изоляции избегают, поскольку габариты трансформаторов и дросселей получаются существенно бóльшими.

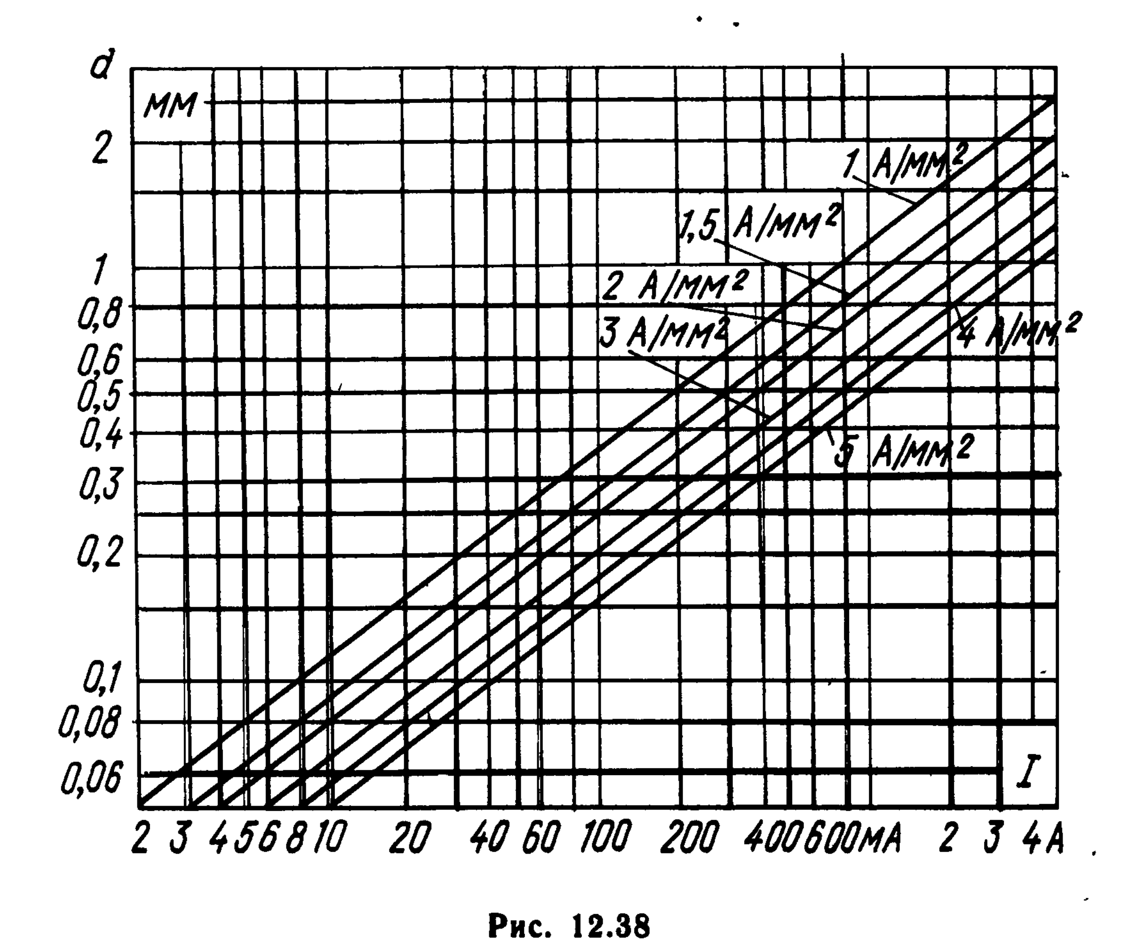


Рис. 12.38

Необходимый диаметр провода обмотки d [мм] определяют по значению тока в ней I [А] и допустимой плотности тока J [А/мм²] по формуле $d = 1{,}13\sqrt{\frac{I}{J}}$ или по номограмме на рис. 12.38. Если провода с диаметром, полученным по расчету, не имеется, применяют провод с ближайшим большим стандартным диаметром (табл. 12.50). Когда же по расчету получается $d < 0{,}05$ мм, то из соображений механической прочности провода применяют провод $D = 0{,}06 \div 0{,}08$ мм.

Толщину $c_к$ [мм], которую займет обмотка из провода с диаметром проводящей жилы d [мм] при числе витков ω, намотанных рядами на каркасе с размером $h_к$ между щечками (рис. 12.37), можно определить по формуле

$$c_к = 0{,}8d^2\omega/(\beta_0 h_к) + n l_п,$$

где β_0 — коэффициент заполнения каркаса медью, определяемой по номограмме на рис. 12.39; n — количество междуслойных прокладок; $l_п$ — толщина каждой прокладки, мм.

Число витков из провода с диаметром медной жилы d [мм], размещающееся на каркасе, имеющем размер $h_к$ [мм] между щечками (рис. 12.37), при наличии n прокладок толщиной по $l_п$ [мм] можно определить по формуле

$$\omega = 1{,}25\beta_0 h_к(c_к - n l_п)/d^2.$$

Изоляционные прокладки. В качестве изоляционных прокладок между обмотками трансформатора и в качестве покровной изоляции верхнего

Таблица 12.50. **Наиболее распространенные обмоточные провода**

Диаметр медной жилы d, мм	Диаметр провода в изоляции $d_{из}$, мм					
	ПЭ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛШО, ПЭЛШКО	ПЭЛБО, ПЭЛКО	ПБД
0,05; 0,06; 0,07; 0,08; 0,09	d+0,015	d+0,025	d+0,03	d+0,07	—	—
0,10; 0,11; 0,12; 0,13; 0,14	d+0,020	d+0,025	d+0,03	d+0,075	—	—
0,15; 0,16; 0,17; 0,18; 0,19	d+0,020	d+0,030	d+0,04	d+0,075	—	—
0,20; 0,21	d+0,025	d+0,03	d+0,04	d+0,09	d+0,125	d+0,19
0,23; 0,25	d+0,025	d+0,04	d+0,05	d+0,09	d+0,125	d+0,019
0,27; 0,29	d+0,04	d+0,04	d+0,05	d+0,105	d+0,155	d+0,22
0,31; 0,33; 0,35	d+0,04	d+0,04	d+0,06	d+0,11	d+0,16	d+0,22
0,38; 0,41	d+0,04	d+0,04	d+0,06	d+0,11	d+0,17	d+0,22
0,44; 0,47; 0,49	d+0,05	d+0,04	d+0,06	d+0,11	d+0,17	d+0,22
0,51; 0,53; 0,55; 0,57; 0,59	d+0,05	d+0,05	d+0,07	d+0,12	d+0,17	d+0,22
0,62	d+0,05	d+0,05	d+0,07	d+0,12	d+0,17	d+0,22
0,64; 0,67; 0,69	d+0,05	d+0,05	d+0,08	d+0,12	d+0,17	d+0,22
0,72	d+0,06	d+0,05	d+0,08	d+0,13	d+0,18	d+0,22
0,74; 0,77; 0,80; 0,83; 0,86	d+0,06	d+0,06	d+0,09	d+0,13	d+0,18	d+0,22
0,90; 0,93; 0,96	d+0,06	d+0,06	d+0,09	d+0,13	d+0,18	d+0,22
1,0	d+0,07	d+0,08	d+0,11	d+0,14	d+0,21	d+0,27
1,04; 1,08; 1,12; 1,16; 1,2	d+0,08	d+0,08	d+0,11	d+0,14	d+0,21	d+0,27
1,25; 1,3; 1,35; 1,4; 1,45	d+0,08	d+0,08	d+0,11	d+0,14	d+0,21	d+0,27
1,5; 1,56	d+0,08	d+0,08	d+0,11	d+0,16	d+0,21	d+0,27
1,62; 1,68; 1,74	d+0,09	d+0,08	d+0,11	d+0,16	d+0,21	d+0,27
1,81; 1,88; 1,95	d+0,09	d+0,09	d+0,12	d+0,16	d+0,21	d+0,27
2,02	d+0,10	d+0,09	d+0,12	d+0,16	d+0,21	d+0,27
2,1	d+0,10	d+0,10	d+0,13	d+0,16	d+0,21	d+0,27
2,26; 2,44	d+0,10	d+0,10	d+0,13	—	—	d+0,33
2,63; 2,83; 3,05; 3,28; 3,53	—	—	—	—	—	d+0,33

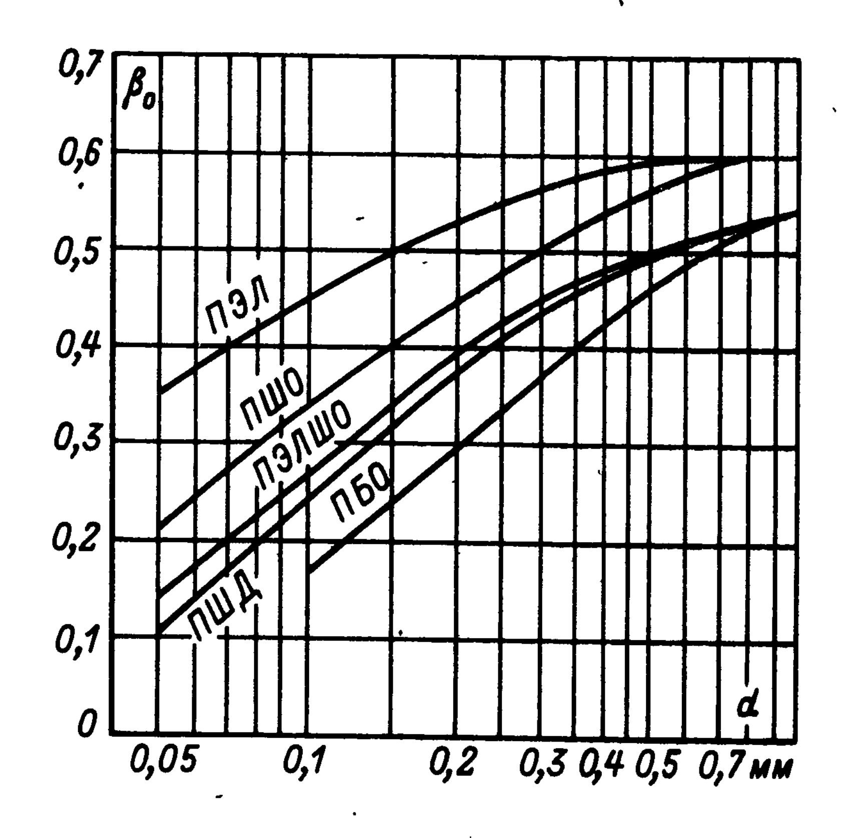


Рис. 12.330

слоя витков используют пропитанную лаком электротехническую ткань типа «кембрик», кабельную бумагу либо бумагу, пропитанную церезином, воском или лаком. Количество слоев изоляции и ее толщины зависят от напряжения обмотки (табл. 12.51). Обмотки необходимо разделять на части прокладками из пропитанной бумаги. При напряжении обмотки до 20 В рекомендуется делать прокладки через каждые три ряда провода, а при больших напряжениях — через каждый ряд провода; если напряжение превышает 50 В, прокладки должны быть двухслойными. Рекомендуются прокладки следующей толщины:

Диаметр провода, мм	Толщина прокладки, мм
0,2	0,03—0,05
0,21—1,0	0,06—0,08
1,04—1,74	0,1 —0,2
1,81—2,2	0,2 —0,3
2,2	0,2 (два слоя)

Таблица 12.51. **Междуобмоточная и покровная изоляция**

Действующее напряжение обмотки, В	Количество слоев изоляции	Минимальная толщина бумаги или ткани, мм
<250	2	0,06
250—750	2	0,1
751—1250	3	0,15
1251—2250	4	0,2
2251—3000	5	0,2
3001—3500	6	0,2
3501—5000	8	0,2

Стандартные дроссели. Их параметры и размеры приведены в табл. 12.52

Таблица 12.52. **Дроссели для сглаживающих фильтров, выпускаемые с государственным Знаком качества**

Тип	L, Гн не менее	Условия измерения I, А	U, В	r, Ом	Размер, мм
Д-1-К	2	0,15	6	72±11	60×37×51
ДР-0,4-0,34	0,4	0,34	4,2	10±2,7	47×42×41
ДР-1,2-0,16	1,2	0,16	10,6	60±9	53×41×45
ДР-2ЛМ-К					62×54×55
Выводы 1—2	2,3	0,21	10,0	67±10	
Выводы 3—4	0,6	0,065	10,0	67±10	
ДР-2,5-0,38	2,5	0,38	7,7	40±6,0	82×62×71
ДР-5-0,08	5	0,08	14	260±40	47×42×41

Примечания. 1. В графе «Условия измерения» указаны постоянный ток обмотки и действующее значение переменной составляющей напряжения на обмотке частотой 50 или 100 Гц, при этом значение постоянного тока является предельно допускаемым в режиме длительной работы.

2. Высоты дросселей указаны без отгибающихся лапок для крепления.

3. Дроссели Д-1 и ДР-2ЛМ выполнены на магнитопроводах из ленты, остальные — на магнитопроводах из пластин.

12.11. ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ И МАЛОМОЩНЫЕ ГЕНЕРАТОРНЫЕ ЛАМПЫ

Конструктивные виды ламп

Конструктивный вид приемно-усилительных ламп указывает вторая буква (четвертый элемент) в ее обозначении:

С — в стеклянном баллоне, ∅22,5 мм;
К — в керамической оболочке;
П — стеклянная миниатюрная (пальчиковая), ∅ 19 М 22,5 мм;
Г — стеклянная сверхминиатюрная, ∅ 10,2 мм;

Б — стеклянная сверхминиатюрная, ∅ 10,2 мм;
А — стеклянная сверхминиатюрная, ∅ до 8 мм;
Р — стеклянная сверхминиатюрная, ∅ до 5 мм;
Л — с замком в ключе цоколя;
Д — с дисковыми впаями («маячковая», «карандашная»);
Н — металлокерамическая, нувистор.

Лампы, отличающиеся повышенной надежностью и механической прочностью, имеют в конце обозначения букву В, лампы с долговечностью 10 000 ч и более — букву Д, с долговечностью 5 000 ч и более — букву Е, лампы для работы в импульсном режиме — букву И. Маломощные кенотроны и диоды также принято относить к числу приемно-усилительных ламп.

В табл. 12.53 приняты следующие сокращенные обозначения электродов приемно-усилительных ламп: а — анод, к — катод, л — лучеобразующие пластины лучевого тетрода, н — нить накала, подогреватель в лампе с катодом косвенного накала, с — сетка, э — экран внутри баллона, ф — флуоресцирующий экран, х — штырек отсутствует, «- -» — с данным штырьком электрод не соединен.

Таблица 12.53. **Приемно-усилительные лампы широкого применения**

Тип	Схема расположения штырьков (рис. 12.40, 12.41)	Порядок соединения электродов со штырьками								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9, (10), [11], [12]
1А2П	РШ4	н, к, с5	а	с2, с4	с1	н, к, с5	с3	н, к,	×	×
1К2П	РШ4	н, к,	а	с2	—	к, с3	с1	н, к	×	×
1Ц11П[1]	РШ4	н	—	—	н	н, к	—	н, к	×	×
1Ц21П[1]	РШ8	н, к	н	—	н, к	н	н, к	—	н	н, к
3Ц16С[1]	РШ5-1	н, к	н	н, к	—	н, к	н	н, к	—	×
3Ц18П[1]	РШ4	н, к	—	—	н, к	н	—	н, к	×	×
3Ц22С	РШ24	н, к	—	н	н, к	н	н, к	—	н	н, к
6А2П	РШ4	с1	к, с5	н	н	а	с2, с4	с3	×	×
6А4П	РШ8	с4	с1	к, с5	н	н	а1	а2	с2	с3
6В1П	РШ8	а	с3	с2	н	н	к	с1	к	д
6В2П	РШ8	а	—	с2	н	н′	к, э	с1	к, э	д
6В3С	РШ8	а	д1	с2	н	н	к	с1	э	д2
6Д10Д		Оформление стеклянное с дисковым выводом катода								
6Д14П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	а
6Д15Д		Оформление металлостеклянное с дисковым выводом катода								
6Д16Д		Оформление металлостеклянное с цилиндрическими выводами анода и катода								
6Д20П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	а
6Д22С[2]	РШ24	а	—	а	н	н	а	—	а	—
6Е1П	РШ8	с, т	к	ф	н	н	—	а	ф	ф
6Е2П	РШ8	а1	с3	а2	н	н	с2	к	с1	ф
6Е3П	РШ8	с	э	к, ф	н	н	э	с4	э	а
6Ж2П	РШ4	с1	к, э	н	н	а	с2	с3	×	×
6Ж5П	РШ4	с1	л	н	н	а	с2	к	×	×
6Ж9П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж10П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж11П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж23П	РШ8	к	с1	к	н	н	а1	с3, э	а2	с2
6Ж32П	РШ8	с2	э	к	н	н	а	э	с3	с1
6Ж33А	Без цоколя	с2	н	а	н	х	к, с3	с1	×	×
6Ж38П	РШ4	с1	к, с3, э	н	н	а	с2	к, с3, э	×	×
6Ж40П	РШ4	с1	к	н	н	а	с2	с3	×	×
6Ж43П	РШ8	к	с1	к	н	н	а1	с3, э	а2	с2
6Ж49П-Д	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж50П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3	с2
6Ж51П	РШ8	к	с1	к	н	н	э	а	с2	с3
6Ж52П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3	с2
6Ж53П	РШ4	с1	к, с3	н	н	а	с2	к	×	×
6И1П	РШ8	с2, с4	с1	к, с5, э	н	н	аг	с3	ат	ст
6И4П	РШ25	кг, э, с5	сг3	сг1	с, г	н	н	аг	ст	кт, (ат)
6К1П	РШ4	с1	к	н	н	а	с2	к, с3	×	×
6К4П	РШ4	с1	с3, э	н	н	а	с2,	к, с3, э	×	×
6К6А	Без цоколя	с2	н	а	н	х	к, с3	с1	×	×
6К8П	РШ4	с1	к	н	н	а	с2	с3	×	×
6К13П	РШ8	к	с1	к	н	н	э	в	с2	с3
6Н1П	РШ8	а1	с1	к1	н	н	а2	с2	к2	э
6Н2П	РШ8	а1	с1	к1	н	н	а2	с2	к2	э
6Н3П	РШ8	н	к1	с1	а1	э	а2	с2	к2	н
6Н14П	РШ8	к1	с1	а1	н	н	с2	к2	к2	а2
6Н15П	РШ4	а2	а1	н	н	с1	с2	к	×	×
6Н16Б	Без цоколя	а2	к1	с1	н	а1	к2	с2	н	×
6Н17Б	Без цоколя	а2	к1	с1	н	а1	к2	с2	н	×
6Н18Б	Без цоколя	а2	к1	с1	н	а1	к2	с2	н	×
6Н19П	РШ8	н	ск1	с21	а1	к	а2	с22	ск2	н
6Н21Б	Без цоколя	к1	э	с1	а1	н	к2	—	с2	а2, (н)
6Н23П	РШ8	а1	с2	к2	н	н	а1	с1	к1	э
6Н24П	РШ8	к2	с2, э	а2	н	н	с1	к1	к1	э1
6Н27П	РШ8	а2	с2	к2	н	н	а2	с2	к2	э

Продолжение табл. 12.53.

Тип	Схема расположения штырьков (рис. 12.40, 12.41)	Порядок соединения электродов со штырьками								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9, (10), [11], [12]
6Н31П	РШ8	а2	с2	к2	н	н	а1	с1	к1	э
6П1П	РШ8	а	с2	к, л	н	н	а	с1	к, л	с2
6П13С[1]	РШ5-1	×	н	к, л	×	с1	×	н	с2	×
6П14П	РШ8	—	с1	к, с3	н	н	—	а	—	с2
6П15П	РШ8	с3, э	с1	к	н	н	с3, э	а	—	с2
6П18П	РШ8	—	с1	к, с3	н	н	—	а	—	с2
6П20С[1]	РШ5-1	с2	н	к, л	с1	с2	к, л	н	с2	×
6П21С[1]	РШ5-1	л[4]	к, н	с2	л[4]	с1	л[4]	К, н	×	×
6П23П[1]	РШ8	л[4]	с2	л[4]	к, н	к, н	л[4]	с1	с2	л[4]
6П27С	РШ5-1	×	н	а	с2	с1	×	н	к, л	×
6П31С[1]	РШ5-1	×	н	х	с2	с1	×	н	к, л	×
6П33П	РШ8	с1	с1	к, с3	н	н	с2	а	—	с2
6П36С[1]	РШ24	с1	с1	к, л	н	н	с2	с2	к, л	—
6П38П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3	с2
6П39С	РШ24	а	с3	с2	н	н	с3	к	с1	к
6П41С	РШ24	с2	с1	к, эл	н	н	с1	с2	—	а
6П42С[1]	РШ24	с1	с2	к, л	н	с2	—	с2	к, л	—
6П43П-Е	РШ8	—	с1	к, с3	н	н	—	а	—	с2
6П44С[1]	РШ24	с1	с1	к, лэ	н	н	с2	с2	к, лэ	—
6П45С[1]	РШ24	с1	л	с2	н	н	с2	л	с1	к
6Р3С-1[1]	РШ6	с11	с2	к, л	н	с12	н	к	н	×
6Р4П	РШ25	с12	к, с32	с22	а2	н	н	к, с31	с11	с21, (а1)
6Р5П	РШ8	с21	с11	а1	н	н	с12	к, э	а2	с22
6С3Б	РШ8	а	н	н	с	к	×	×	×	×
6С3П	РШ8	—	с	к	н	н	к	к	к	а
6С4П	РШ8	с	с	к	н	н	к	с	с	а
6С6Б	Без цоколя	а	н	н	с	к	—	—	—	—
6С7Б	Без цоколя	а	н	н	с	к	×	×	×	×
6С15П	РШ8	к	с	к	н	н	к	а	с	к
6С19П	РШ8	а	с	а	н	н	а	с	а	к
6С13Д	Оформление стеклянное с дисковыми выводами катода и сетки									
6С170-К	Оформление металлокерамическое с цилиндрическими выводами									
6С28Б	Без цоколя	а	к	×	н	с	к	×	н	
6С29Б	Без цоколя	а	×	с	н	с	к	с	н	
6С31Б	Без цоколя	к	н	×	×	а	×	н	с	×(×)
6С32Б	Без цоколя	к	×	с	×	н	×	а	×	×(×)
6С34А	Без цоколя	к	×	с	×	н	а	н	×	
6С35А	Без цоколя	к	×	с	×	н	а	н	×	
6С36К	Оформление металлическое с дисковыми выводами сетки и цилиндрическими выводами анода, катода и подогревателя									
6С40П[1]	РШ8	к, э	—	—	н	н	к, э	—	—	с
6С44Д	Оформление стеклометаллическое с цилиндрическим выводом анода и катода и дисковым выводом сетки									
6С50Д	Оформление стеклометаллическое с цилиндрическими выводами анода и катода и дисковыми выводами сетки									
6С56П	РШ8	а	с	а	н	н	а	с	а	к
6С58П	РШ8	к	с	к	н	н	×	а	×	×
6С59П	РШ8	с	с	к	н	н	×	с	с	а
6Ф1П	РШ8	ат	сп1	сп2	н	н	ап	к, сп3	кт	ст
6Ф3П	РШ8	ст	кп, эл	сп1	н	н	ап	сп2	кт	ат
6Ф4П	РШ8	ст	ат	кт	н	н	ап	кп, э, сп3	сп1	сп2
6Ф5П	РШ8	ат	ст	кт	н	н	ап	сп2	кп, э	сп1
6Ф12П	РШ8	ст	кт	ап	н	н	сп1	кп, э	сп2	ат
6Ц10П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	—
6Ц17С	РШ5-1	а	—	к	—	а	—	н	н	×
6Ц19П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	—
6Э5П	РШ8	н	а	—	к	с2	н	—	с1	к
6Э6П-Е	РШ8	к	с1	к	н	н	к	а	—	с2
6Э12Н[1]	РШ39	×	с2	×	с1	×	×	×	к	×, (н), [×] {н}
6Э13Н[1]	РШ39	×	с2	×	с1	×	×	×	к	×, (н), [×], {н}
6Э14Н	РШ39	×	с2	×	с1	×	×	×	к	×, (н), [×], {н}
9Ф8П	РШ8	ат	сп1	сп2	н	н	ап	кп, сп3, э	кт	ст
15Ф4П	РШ8	ст	ат	кт	н	н	ап	кп, э, с3	сп1	сп2
6Ф3П	РШ8	ст	кп, л	сп1	н	н	ап	с2	кт	ат
18Ф5П	РШ8	ат	ст	кт	н	н	ап	сп2	кп, э	сп1

[1] Анод выведен к колпачку на баллоне.
[2] Катод выведен к колпачку на баллоне.
[3] Индикаторная сетка.
[4] Лучеобразующие пластины соединены со средней точкой нити накала.

Для ламп, объединяющих два диода или триода, а также для многосеточных ламп к буквам «а», «к», «с» добавляется цифра, указывающая порядковый номер электрода, например, к2 — катод второго триода, с2 (для двойного триода) — сетка второго триода, с2 (для пентода и тетрода) — вторая (экранирующая) сетка. Для комбинированных ламп к буквам «а», «к», «с» добавляется вторая буква; г — гептод; п — пентод, т — триод, д — диод (например, аг — анод гептода в триод-гептоде, сп1 — управляющая сетка пентодной части триод-пентода).

Схемы расположения штырьков приемно-усилительных ламп широкого применения приведены на рис. 12.40, 12.41.

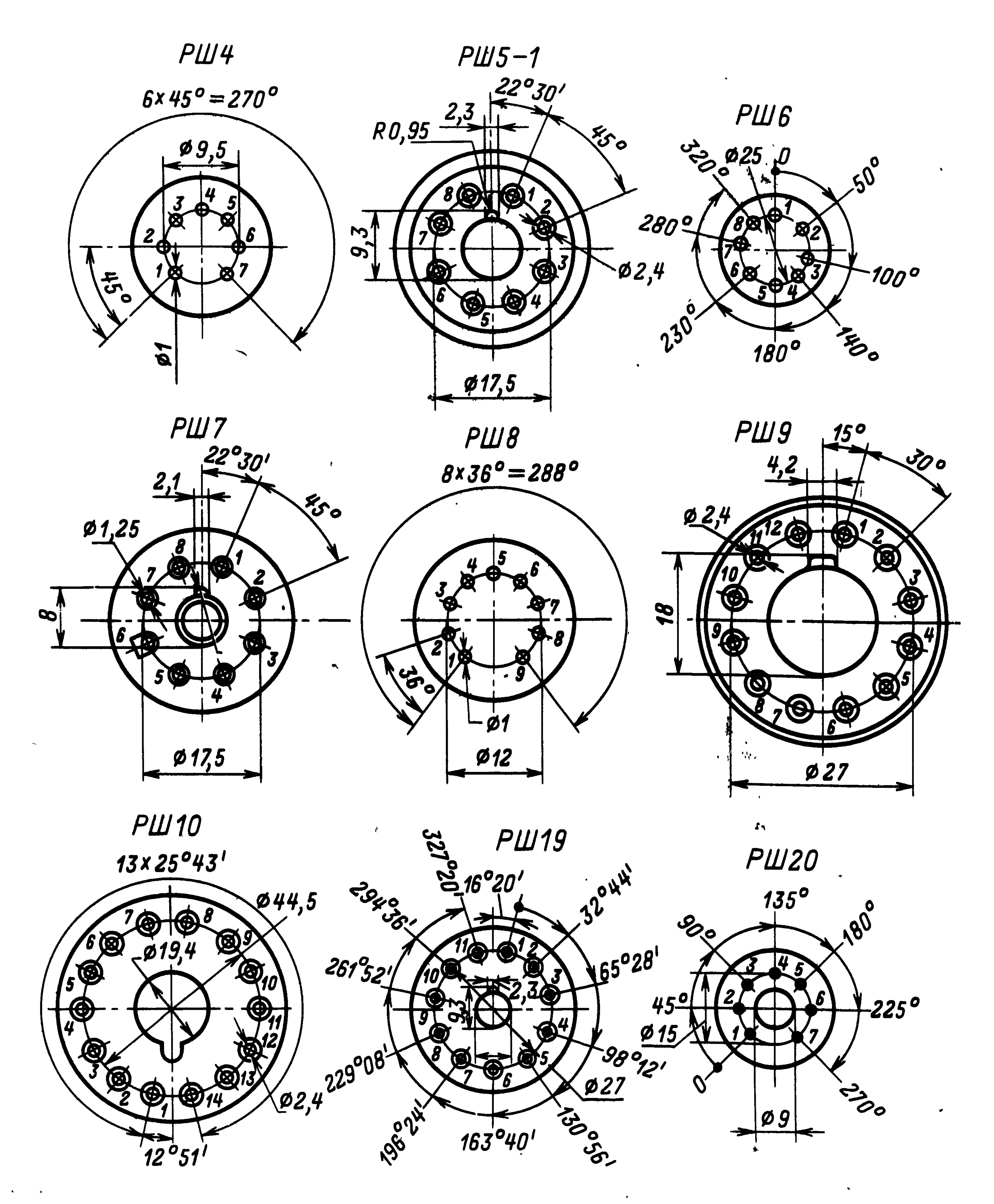


Рис. 12.40

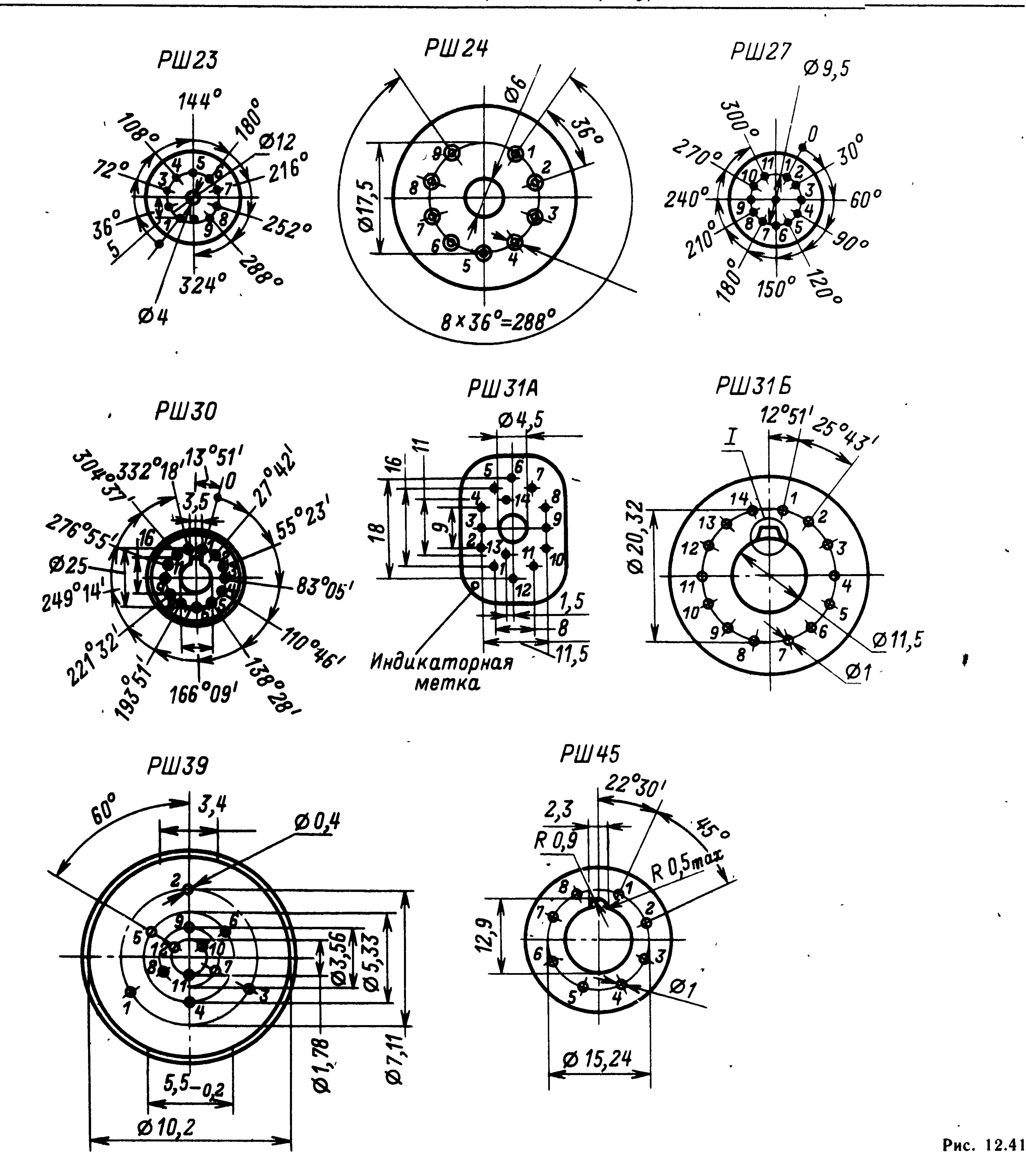


Рис. 12.41

Максимально-допустимые эксплуатационные значения параметров ламп

Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров ламп определяют электрические и тепловые режимы их работы, превышение которых может привести к необратимому изменению параметров ламп и быстрому выходу ламп из строя вследствие потери эмиссии катода, перегорания подогревателя (нити накала), междуэлектродного электрического пробоя или перегрева электродов, в первую очередь анода и экранирующей сетки. Кроме того, если лампы работают при максимально допустимых напряжениях и токах, понижается долговечность аппаратуры, особенно при таких режимах, когда два (или более) параметра достигают своего максимально допустимого значения.

Максимально допустимый анодный или катодный ток $I_{\text{аmax}}$, $I_{\text{кmax}}$. Для ламп, предназначенных для работы в импульсном режиме (например, в генераторах строчной развертки телевизоров), помимо среднего допустимого тока катода (постоянная составляющая) указывается его максимальное импульсное значение $I_{\text{к и max}}$.

Максимально допустимое постоянное напряжение на аноде $U_{\text{аmax}}$.

Максимально допустимая мощность, выделяемая на аноде и на экранирующей сетке: $P_{\text{аmax}}$, P_{c2max}.

Максимально допустимое сопротивление в цепи управляющей сетки R_{c}. Этот параметр указывается для отдельных типов ламп.

Максимально допустимый анодный ток диода в импульсе ограничивается эмиссией катода, при которой перегрев катода током лампы не опасен (табл. 12.54 и 12.55).

Таблица 12.54. **Диоды**

Тип	$U_н$, В	$I_н$, А	$U_{обр,итах}$, В	$I_{вп.српах}$, мА	$I_{вптах}$, мА	$C_{а.к}$, пФ, не более	D, мм, не более	h, мм, не более
Диоды с одним анодом								
6Д10Д	6,3	0,75	100	10	30	3,5	20	40
6Д16Д	6,3	0,24	450	—	2000*	2	7,5	31
6Д15Д	6,3	0,33	200	8	750*	1,5	20	36
Демпферные диоды								
6Д14П	6,3	1,1	5600	150	600	10	22,5	75
6Д20П	6,3	1,8	6500	220	600	8,5	22,5	90
6Д22С	6,3	1,9	6000	300	1000	13,5	30	100
6Ц10П	6,3	1,05	4500	120	450	4,5	22,5	75
6Ц17С	6,3	1,8	4500	215	1200	11	33	100
6Ц19П	6,3	1,1	4500	120	450	8	22,5	75

* В импульсе.

Таблица 12.55. **Кенотроны с одним анодом***

Тип	$U_н$, В	$I_н$, А	R_i, Ом	$U_{обр.итах}$, кВ	$I_{вп.тах}$, мА	$I_{вп.српах}$, мА	D, мм, не более	h, мм, не более
1Ц11П	1,2	0,2	20 000	20	2,0	0,3	19	60
1Ц21П	1,4	0,69	—	25	40	0,6	22,5	80
3Ц16С	3,15	0,21	—	35	80	1,1	33	105
3Ц18П	3,15	0,21	15 000	25	15	1,5	19	65
3Ц22С	3,15	0,4	—	36	—	2,0	30	90

*Лампы для преобразования импульсного напряжения обратного хода строчной развертки телевизоров в постоянное высокое анодное напряжение кинескопов.

Максимально допустимый выпрямленный ток диода $I_{вптах}$ ограничивается мощностью потерь на аноде или эмиссией катода.

Максимально допустимое импульсное обратное напряжение диода $U_{обр.итах}$ — наибольшее напряжение на аноде во время отрицательной полуволны подводимого напряжения, при котором не возникает пробоя внутри диода или между штырьками его цоколя.

Основные параметры ламп с управляющими сетками

Электрические параметры приемно-усилительных ламп с сетками и некоторых маломощных генераторных ламп, соответствующие номинальным режимам их работы, указаны в табл. 12.56—12.60. Номинальное напряжение накала ламп с цифрой 1 в начале обозначения $U_н$ = 1,2 В, ламп с цифрой 2—2,2 В, ламп с обозначением, начинающимся с цифры 6—6,3 В и с цифры 12—12,6 В.

Крутизна характеристики S показывает, на сколько миллиампер изменится анодный ток $I_а$ при изменении напряжения управляющей сетки $U_{с1}$ на 1 В при неизменных напряжениях на остальных электродах лампы.

Внутреннее сопротивление R_i (сопротивление лампы переменному току) — отношение приращения анодного напряжения к вызываемому им приращению анодного тока при неизменных напряжениях на остальных электродах лампы.

Коэффициент усиления μ показывает, на сколько вольт нужно изменить анодное напряжение, чтобы при изменении напряжения на управляющей сетке на 1 В анодный ток остался неизменным.

Крутизна преобразования $S_{пр}$ — параметр частотопреобразовательных ламп — отношение переменной составляющей анодного тока промежуточной частоты к переменному напряжению на сигнальной сетке при заданном напряжении на гетеродинной сетке и неизменных напряжениях на остальных электродах. Обычно $S_{пр} = (0,25 \div 0,35)S$; она возрастает в некоторых пределах при увеличении напряжения гетеродина.

Входная емкость $C_{вх}$ — емкость управляющей сетки по отношению к электродам, на которых в рабочем режиме лампы нет переменных потенциалов частоты напряжения, приложенного к цепи управляющей сетки. Для триода $C_{вх}$ — емкость между сеткой и катодом; для пентода она равна емкости между первой (управляющей) сеткой и катодом, соединенным со второй и третьей сетками. Входная емкость гептода равна емкости между его сигнальной сеткой и катодом, соединенным со всеми пятью сетками.

Выходная емкость $C_{вых}$ — емкость между анодом и другими электродами, на которых в рабочем режиме лампы нет переменных потенциалов той же частоты, какую имеет переменное напряжение на сопротивлении нагрузки лампы. Выходная емкость триода — емкость между анодом и катодом. Для пентода она равна емкости между анодом и катодом, соединенным со второй и третьей сетками. Для гептода $C_{вых}$ равна емкости между его анодом и катодом, соединенным со всеми пятью сетками.

Усиление лампы на высоких частотах тем больше, чем меньше сумма $C_{вх} + C_{вых}$ и чем больше S.

Проходная емкость $C_{прох}$ — емкость между анодом и управляющей сеткой лампы.

Отношение крутизны характеристики лампы к реактивной проводимости ее проходной емкости служит показателем устойчивости усиления.

Коэффициент широкополосности — отношение $S/(C_{вх} + C_{вых})$.

Эквивалентное сопротивление внутриламповых шумов $R_ш$ — сопротивление резистора, на концах которого при температуре 25°C вследствие соб-

Таблица 12.56. **Триоды**

Тип	Номинальные электрические режимы и параметры							Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров				Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$i_н$, А	$U_а$, В	$U_с$, В ($R_к$, Ом)	$I_а$, мА	S, мА/В	μ	R_i, кОм	$R_с$, МОм не более	$U_{аmax}$, В	$I_{аmax}$ ($I_{кmax}$), мА	$P_а$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
Триоды																
6С3Б	0,15	250	(1360)	8,5	2,2	14	—	0,75	300	12	2,5	3,7	5,4	3,2	10,2	45
6С3П	0,30	150	(100)	16	19,5	50	—	1	160	35	3	7,4	1,7	2,2	22,5	56,5
6С4П	0,30	150	(100)	16	19,5	50	—	1	160	35	3	13	4,2	0,17	22,5	56,5
6С6Б	0,20	120	—2	9	5	25	5	1	250	14	1,4	2,95	4,4	1,42	10,2	36
6С7Б	0,20	250	—2	4,5	4,0	60	15,0	1	300	7	1,45	4,2	4,3	1	10,2	36
6С15П	0,44	150	(30)	40	45	52	1,24	0,15	150	52	7,8	13	2,1	5	22,5	60
6С19П	1	110	—7,0	95	7,5	—	0,42	0,5	350**	(140)	11*	8	4	10	22,5	72
6С28Б	0,3	90	(82)	11	17	40	—	0,1	120	(35)	1,3	8	4,2	3	10,2	48
6С29Б	0,31	90	(82)	11	17	40	—	1	120	35	1,3	12	5,4	0,35	10,2	48
6С31Б	0,22	50	0	40	18	17	—	1	100	60	2,5	5	1,5	4,8	10,2	44
6С32Б	0,165	200	(285)	3,5	3,5	100	—	2	250	(10)	1,5	3,5	1	1,2	10,2	31
6С34А	0,127	100	(120)	8,5	4,6	25	—	1	200	15	1,1	2,6	3,2	1,6	7,2	41
6С35А	0,127	200	(380)	3	4	70	—	1	300	7	0,9	2,8	3,3	1,7	7,2	41
6С40П	0,17	20 000	—10,5÷ ÷17,5	0,3	0,2	1400	—	1	20 000	(0,5)	6	2,7	0,7	0,05	22,5	76
6С56П	1	110	—7,0	95	8,5	—	0,35	0,5	350	—	11	2,5	1,5	17	22,5	76
6С58П	0,3	150	(51)	27	36	64	—	—	330	(45)	5,7	9,0	1,4	2	22,5	56,5
6С59П	0,3	150	(51)	27	36	62	—	—	330	(45)	5,7	14,1	2,9	0,26	22,5	56,5
*Двойные триоды****																
6Н1П	0,60	250	(600)	7,5	4,5	35	11	1	300	(25)	2,2	4,2	2,1; 2,3	2,7	22,5	57
6Н2П	0,34	250	—1,5	1,8	2,25	98	50	0,5	300	10	1	2,7	3	0,7	22,5	57
6Н3П	0,35	150	2,0 (240)	8,5	5,9	36	6,25	1	300	(18)	1,5	3	1,6	1,6	22,5	60
6Н14П	0,35	90	—1,5	10,5	6,8	25	—	1	300	—	1,5	5,7; 3,1	3,3; 1,4	0,25; 1,8	22,5	56,5
6Н15П	0,45	100	(50)	9	5,6	38	—	0,1	330	—	1,6	3	0,65; 0,55	1,8	19	57
6Н16Б	0,4	100	(325)	6,3	5	25	—	1	200	(14)	0,9	3,4	3,2	2	10,2	41
6Н17Б	0,4	200	(325)	3,3	3,8	75	—	1	250	(10)	0,9	3,8	2,2	2,1	10,2	41
6Н18Б	0,33	100	(325)	6,3	5,0	23	—	1	200	(12)	0,9	3,4	1,9	2	10,2	41
6Н19П	0,65	150	(50)	14,5	13,5	70	—	—	200	(50)	2	4,3	1,5	4	22,5	60
6Н21Б	0,40	200	(330)	3,5	3,8	90	—	2	250	(10)	1	3,5	0,85	1,4	10,2	40
6Н23П	0,30	100	9,0	15	12,7	34	—	1	300	(20)	1,8	4,5	2,45; 2,25	1,85	22,5	60
6Н24П	0,30	90	9,0	15	12,5	34	—	1	300	(20)	1,8	4,8; 7,6	2,4; 3,75	1,4; 0,35	22,5	57
6Н27П	0,33	6,3 12,6 25	0 0 0	0,9 2,5 8	2,8 4,9 18	13 15 16	— — —	 1 1	{30}	{(20)}	{0,6}	{3,6}	{2,1}	{1,6}	{22,5}	{56,5
6Н31П	0,31	90	(91)	17	12	31	—	1	550	(22)	2	—	2,4	—	22,5	51

* При $U_а > 200$ В допускается $P_{аmax} < 7$ Вт.
** При $P_а < 5$ Вт допускается $U_{аmax} < 450$ В.
*** Первое значение $C_{вых}$ и $C_{пр}$ — для первого триода, второе — для второго; $I_{кmax}$, $I_{аmax}$, $P_{аmax}$ относятся к каждому из двойных триодов. Если приводится одно значение, значит, оно относится к каждому из двойных триодов.

ственных тепловых колебаний электронов возникает такое напряжение шумов, какое, будучи приложенным между управляющей сеткой и катодом идеальной бесшумной лампы, вызывало бы в ее анодной цепи ток шумов, равный возникающему в реальной лампе.

Для триода $R_ш = 3/S$; для пентода $R_ш = \frac{3}{S} + \frac{20 I_а I_{с2}}{S^2 (I_а + I_{с2})}$. Здесь токи $I_а$ и $I_{с2}$ выражены в миллиамперах, крутизна S — в миллиамперах на вольт и сопротивление $R_ш$ — в килоомах. Сопротивление $R_ш$ имеет значение при выборе лампы для первых каскадов усилителей.

Таблица 12.57. **Пентоды и тетроды**

Тип	Номинальные электрические режимы и параметры								Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	$U_с$, В	$U_{с1}$, В (Ом)	$I_а$, мА	$I_{с2}$, мА	S, мА/В	R_i, кОм	$I_{к\,max}$, мА	$U_{а\,max}$, В	$R_с$, МОм, не более	$P_{а\,max}$, Вт	$P_{с2\,max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
Пентоды с короткой характеристикой																		
6Ж1П	0,170	120	120	(200)	7,35	3	5,2	300	20	200	1	1,8	0,55	4,7	2,8	0,03	19	41
6Ж2П	0,17	120	120	(200)	6,0	5	4,5	130	20	200	1	1	0,65	4,7	2,8	0,0035	19	41
6Ж9П	0,30	150	150	(80)	15	4,5	17,5	150	35	250	1	3	0,75	9,5	3,5	0,03	22,5	41
6Ж10П	0,30	200	100	(82)	6,5	5,5	10	100	35	250	1	3	0,75	10	4,8	0,02	22,5	41
6Ж11П	0,44	150	150	(50)	25	7,5	28	36	40	150	0,3	4,9	1,15	15,6	3,95	0,1	22,5	60
6Ж23П	0,44	150	150	(50)	13,5	6	15	36	40	150	0,3	2,45	1,15	15,5	3,5	0,075	22,5	57
6Ж32П	0,20	250	140	—2	3	0,8	2,0	2500	6	300	3	1	0,2	4	5,5	0,05	22,5	57
6Ж33А	0,127	120	100	(120)	7,5	4	4,5		15	150	1	1,3	0,4	3,6	3,3	0,3	7,2	66
6Ж38П	0,19	150	100	(82)	12	3,5	10,6	360	25	300	1	3	0,5	5,8	4	0,02	19	57
6Ж40П	0,30	12,6	6,3	—	1,85	0,5	2,1	100	15	30	2,2	0,5	0,5	7,9	4,9	0,025	19	57
6Ж43П	0,48	150	150	(50)	29	6,5	29	36	46	150	0,3	3,1	1,35	15,5	3,45	0,075	22,5	50
6Ж49П-Д	0,30	150	150	(80)	15	2,45	17,5	100	22	150	0,5	2,85	0,45	9	3,1	0,03	22,5	57
6Ж50П	0,30	150	150	(43)	25	4	35	90	45	350	(50+ 1800$R_к$) кОм	5,3	0,9	12	2,8	0,06	22,5	56,5
6Ж51П	0,3	200	200	(200)	8	3,5	15,5		25	550	(500+ 2500$R_к$) кОм	2,5	1	11,5	3,3	0,005	22,5	62
6Ж52П	0,33	100	150	(24)	41	8	55	—	60	250	0,5	7,5	1,2	13,5	1,8	0,05	22,5	57
6Ж53П	0,16	150	150	(68)	13	2,2	19	—	24	400	—	3,5	0,4	6,6	1,7	—	19	48
Пентоды переменной крутизны																		
1К2П	0,03	60	45	0	1,35	0,35	0,7	1500	3,5	90	3	0,3		3	4,9	0,01	19	57
6К1П	0,15	250	100	—3	6,6	2,7	1,8	450	—	275	—	1,8	0,33	4,1	3,9	0,01	19	42
6К4П	0,30	250	100	(68)	10	5,5	4,4	850	20	300	0,5	3	0,6	7,2	7,8	0,0045	19	48
6К6А	0,127	120	100	(120)	7,5	4	4,5		15	150	1	1,3	0,4	3,6	3,3	0,03	7,2	66
6К8П	0,30	12,6	3,2	—	0,9	0,25	1,1	190	15	30	10	0,5	0,5	6,7	4,1	0,025	19,0	57
	0,30	25	6,8	—	2,75	0,75	2,1	75	15	30	10	—	—					
6К13П	0,30	200	90	(120)	12	4,5	12,5	500	20	550	1	2,5	0,65	11,7	3,9	0,006	22,5	62
Тетроды																		
6Э5П	0,6	150	150	(30)	43	14	30,5	8	100	250	0,5	8,3	2,3	17	2,8	0,065	22,5	72
6Э6П-Е	0,6	150	150	(30)	44	10	30,5	15	70	250	0,5	8,25	2,1	17	6,8	0,075	22,5	67
6Э12Н	0,14	120	50	(68)	10	3,6	9,5	—	20	330	1	2,2	0,2	7	1,5	0,017	11	25,3
6Э13Н	0,14	27	27	(68)	7	3,6	8,5	—	15	300	1	2	0,2	7	1,9	0,025	11	25,8
6Э14Н	0,14	27	27	(68)	7	3,6	8,5	—	15	300	1	2	0,2	7	1,9	0,025	11	25,8
Тетроды со вторичной эмиссией																		
6В1П	0,4	250	250	(200)	26	3,5	28	—	20	550	—	4,5	0,8	10,2	5,4	0,008	22,5	72
6В2П	1,6	600	300	—25	2000[1]	—	300[1]	—	—	600	—	3	1	32	20	0,2	22,5	67
6В3С	0,85	700	400	—25	2000[1]	—	300[1]	—	—	700	—	5	1,5	17	17	0,2	24,5	70
Выходные лучевые тетроды и пентоды																		
6П1П	0,5	250	250	—12,5	44	7,0	4,9	42,5	70	420	0,5	12	2,5	9,5	5,4	0,7	22,5	72
6П13С[2]	1,3	200	200	—19	[220]	[120]	9,5	25	[400]	450 8000	—	14	4,0	20	7,5	0,9	33	110
6П14П	0,76	250	250	(120)	48	5	11,3	30	65	300[4]	1	14	2,2	13,5	10	0,4	22,5	78,5
6П15П	0,76	300	150	(75)	30	4,5	15	100	90	330	1	12	1,5	15,5	8,5	0,07	22,5	78,5
6П18П	0,76	180	180	(110)	53	8	11	22	75	250	1	12	2,5	11,5	6	0,2	22,5	78,5
6П20С[2]	2,5	175	175	—30	90	10	8,5	7	200	450 6000	—	27	3,6	22,5	10	0,8	52	140
6П21С[3]	0,7	600	200	—16	36	1,5	4	—	100	600	—	18	3,5	8,2	6,5	0,15	37	90
6П23П[3]	0,75	300	200	—16	40	5	4,5	44	100	350	—	11	3,0	8,3	5	0,1	22,5	75
6П27С	1,5	250	265	—13,5	100	15	10	15	150	800	0,25	27,5	8,0	15	11	1	39	110
6П31С[2]	1,3	100	100	—9,0	80	8,5	12,5	4	[600]	300 7000	—	107	4,5	21,8	10	1,3	34	103
6П33П	0,9	170	170	—12,5	70	6,5	10	25	100	250	1	12	1,75	12	7	1	22,5	80
6П36С[2]	2	100	100	—7	120	—	14	4,5	250	250 7000	0,5[5]	12	5	36	21	1	40	115
6П38П	0,45	150	150	0	50	8	65	30	90	200	(25+ 1800$R_к$) кОм	10,5	1,8	25	4,4	0,75	22,5	67

Окончание таблицы 12.57

Тип	Номинальные электрические режимы и параметры									Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	$U_с$, В	U_{c1}, В (Ом)	$I_а$, мА	I_{c2}, мА	S, мА/В	R_i, кОм		$I_{к\,max}$, мА	$U_{a\,max}$, В	$R_с$, МОм, не более	$P_{a\,max}$, Вт	$P_{c2\,max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
6П39С	0,6	125	125	(51)	50	6	45	18		75	400	—	7	1,5	18	4	0,11	30	71
6П41С	1,1	190	190	(300)	66	2,7	8,4	12		100	400	—	14	3	23	10,5	5,5	30	95
6П42С[2]	2,1	75	150	—60	[700]	[120]	—	1,5		310	250 7000	2,2	24	4,5	25	4,4	0,75	22,5	67
6П43П-Е	0,625	185	185	(340)	45	2,7	7,5	—		75	300 2500	2,2	12	2	1,3	9	0,7	22,5	78,5
6П44С[2]	1,35	50	200	—10	100	37	—	—		250	250 7000	0,51	21	6	22	9	1,5	30,2	103
6П45С[2]	2,5	50	175	—10	[800]	[150]	—	2,5		500	700 8000	2,2	35	5,5	55	20	1,5	46	12,4
Двойные лучевые тетроды и пентоды																			
6Р3С1	2,1	350	200	—22	47,5	—	—	—	—	250	600	—	20	7	16	8	0,3	40	100
		350	200	—100	47,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—					
6Р4П	0,84	180	180	751	30	7	21	—	—	16	250	0,5	7,3	2,5	13	7	0,1	22,5	78,5
	0,84	200	150	[130]	10	2,8	8,5	—	—	60	250	1	2,8	0,65	10	11	0,4	22,5	78,5
6Р5П	0,55	250	250	—9	24	4,5	6	8	8	40	300	1,2	8,0	3,5	—	—	—	22,5	78,5
Триод-пентоды[7]																			
6Ф1П	0,42	100	—	—2	13	—	5	—	20	14	250	0,5	1,5	—	3	0,5	1,8	22,5	60
		170	170	—2	10	4,5	6,2	400	—	14	250	1	2,5	0,7	5,5	3,4	0,025	22,5	60
6Ф3П	0,81	170	—	1,5	2,5	—	2,5	—	75	15	250	3[6]	1	—	2,2	0,4	3,7	22,5	77
		170	170	11,5	41	14	7	15	—						9,3	8,5	0,3	22,5	77
6Ф4П	0,72	200	—	(600)	3	—	4	—	65	60	275	1[6]	8	2,5	4	0,6	2,7	22,5	72
		170	170	(100)	18	3,2	10,4	130	—	12	250	1	1	—	8,7	4	0,1	22,5	72
6Ф5П	0,93	100	—	(160)	5,2	—	7	—	70	40	250	1	4	1,7	3,5	0,25	1,8	22,5	79
		185	185	(340)	41	2,7	7,5	23	—	15	250	3,3[6]	0,5	—	11,7	8,8	0,7	22,5	79
6Ф12П	0,33	150	150	—(68)	12,5	—	19	—	100	22	250	—	3,5	—	4	0; 34	2,0	22,5	57
		150	150	—	13	2,2	19	—	—	22	300	—	5	0,4	8,2	2,4	0,02	22,5	57
9Ф8П	0,3	100	—	—2	14	—	5	—	20	14	250	0,5	1,5	—	3	0,3	1,8	22,5	57
		170	170	—2	10	4,5	6,2	400	—	14	250	1	—2,5	0,7	5,5	3,2	0,025	22,5	57
15Ф4П	0,3	200	—	—	3	—	4	—	65	12	250	3[6]	1	—	4,6	2,7	3,2	22,5	67
		200	200	—	18	3	10,4	110	—	40	250	2[6]	4	1,7	10,4	5	0,1	22,5	67
16Ф3П	0,3	170	—	—1,5	2,5	—	2,5	—	75	15	250	3[6]	1	—	2,2	0,4	3,7	22,5	78,5
		170	170	—11,5	41	14	7	15	—	60	275	1[6]	8	2,5	9,3	8,5	0,3	22,5	78,5
18Ф5П	0,3	100	—	(160)	5	—	5,5	—	50	15	250	3,3[6]	0,7	—	—	—	—	22,5	78,5
		185	185	(840)	45	2,7	7,5	—	—	75	300	2,2[6]	9	2	—	—	—	22,5	78,5

[1] В импульсе.
[2] Лампы для выходных каскадов строчной развертки телевизоров. Для них в квадратных скобках указаны импульсные значения токов и обратных импульсных напряжений на аноде.
[3] Лампы для ВЧ каскадов усиления мощности.
[4] При $P_a < 8$ Вт допустимо $U_{a\,max} = 400$ В.
[5] В цепях сточной развертки допускается $R_{c1} = 2{,}2$ МОм.
[6] При автоматическом смещении.
[7] В первых строчках для каждой лампы приведены параметры триода, во вторых — пентода.

Таблица 12.58. Частотопреобразовательные лампы

Тип	Номинальные электрические режимы и параметры							Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	U_{c2+4}, В	U_{c1} В ($R_к$, кОм)	$I_а$, мА	I_{c2+4}, мА	$S_{пр}$, мА/В, не менее	$I_{к\,max}$, мА	$U_{a\,max}$, В	$R_{c1\,max}$, МОм, не более	$P_{a\,max}$, Вт	$P_{c2+4\,max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
1А2П	0,03	60	45	0	0,7	1,1	0,20	3	90	1,0	0,3	—	5,1	6,3	0,6	19	50
6А2П	0,3	250	100	—1,5	3,0	7	0,3	14	330	—	1,1	1,1	7,5	10,5	0,35	19	57
6А4П	0,44	200	100	—10	34	32	—	20	250	0,5	2	0,5, 1,5	10,5	2,8	0,35	22,5	60
6И1П	0,3	100	—	—2	6,8	—	—	6,5	250	0,5	0,8	—	3,2	2,3	1,2	22,5	78
	0,3	250	100	—2	3,8	6,5	0,77	12,5	300	3	1,7	1,0	6,1	8,8	0,006		
6И4П	0,45	100	—	110	9	—	—	20	550	3	1,5	—	3	1,7	1,8	22,5	50,5

Окончание таблицы 12.58

Примечания. 1. Для лампы 6А2П приведены значения $I_а$ в режиме самовозбуждения ее гетеродинной части при $R_{c1}=22$ кОм и для лампы 1А2П при $R_{c1}=51$ кОм.

2. Указанные значения I_{c2+4} и $P_{c2+4\,max}$ относятся к соединенным вместе второй и четвертой сеткам.

3. Для лампы 6И1П в верхней строчке указаны параметры триодной части, в нижней — гептодной.

4. Входной сигнал подается на третью сетку ламп 1А2П, 6А2П и на первую сетку гептодной части лампы 6И1П.

Таблица 12.59. **Генераторные лампы и некоторые усилительные лампы в генераторном режиме**

Тип	Номинальные электрические режимы и параметры							Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров						Емкость пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$U_н$, В	$I_н$, А	$U_а$, В	U_{c2}, В	U_{c1} Ом	$I_а$, мА	S, мА/В, не менее	$U_{a\,max}$, В	$I_{к\,max}$, мА	$P_{a\,max}$, Вт	$P_{c1\,max}$, Вт	P_{c2max}, Вт	$f_{пред}$, МГц	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
6Н16Б	6,3	0,37	100	—	(325)	6,3	5,0	350	14	0,2	0,1	—	440	2,7	1,7	1,5	10,2	41
ГУ-13	10	5,1	2000	400	—	50	—	2000	—	100	—	22	30	19,5	17,5	0,25	65	191
ГУ-15	4,4	0,68	220	200	—14	50	4,7	400	85	15	0,4	4	60	12	14,5	0,16	45,3	93,5
ГУ-17	6,3	0,8	200	200	—10	20	2,45	400	100	12	0,5	3	250	7,8	3,2	0,1	22,5	80
ГУ-18	6,3	1,2	250	200	—	35	22	600	130	27	1	4	600	8,4	3,2	0,6	40	85
ГУ-19	6,3	2	350	250	—17	40	45	750	280	40	1	7	500	12	4	0,08	40	100
ГУ-29	6,3	2,25	250	175	—17	40	45	750	280	40	2	6	500	12	4	0,08	40	100
ГУ-32	6,3	1,60	350	250	—10	19	—	500	100	15	—	5	200	9,4	4,8	0,5	61	88
ГУ-42	6,3	2	600	250	—17	40	4,5	750	700	50	2	6	60	11	5	0,05	41	100
ГУ-50	12,6	0,70	800	250	—40	50	4	1000	230	40	1	5	120	15	10,3	0,1	45,3	93,5
ГС-4В	6,3	0,47	200	—	—	30	18	350	65	15	0,4	—	5000	3,8	0,04	2,1	23,4	31,3
ГС-6В	6,3	0,9	250	—	—	30	22	450	100	28	0,5	—	5000	5,5	2,4	0,06	25,5	37
ГС-11	6,3	0,29	175	—	—0,75	10	9	175	10	1,5	0,1	—	4000	3,5	0,015	1,6	15,4	25,1
ГС-13	6,3	0,49	250	—	—1,8	30	18	300	65	13	0,4	—	4000	3,8	0,04	2,1	23,4	31,3
ГС-14	6,3	0,73	350	—	—2,2	30	20	400	100	88	0,5	—	4000	5,5	0,06	2,3	25,5	37
ГУ-63	6,3	0,69	150	250	—16	—	2,8	700	50	13	0,5	3	200	8,3	1,9	0,1	30,5	6,5
ГУ-64	6,3	3,15	300	300	—	250	11,5	200	320	100	1	15	175	23	14	0,5	66	127
ГК-71*	20,0	2,7	1500	400	—50	250	4,2	1500	—	125	—	25	20	22	24	0,15	68	195
Генераторные триоды диапазонов ДЦВ и СМВ																		
6С13Д	6,3	0,78	300	—	(200)	21	5,2	350	35	9	0,1	—	3600	3,1	0,03	1,6	21,7	48,0
6С17К-В	6,3	0,3	175	—	—(0,2÷1,3)	10	14	200	11	2	0,1	—	6000	4	0,015	1,8	13,5	25,7
6С36К	6,3	0,32	250	—	—(0,2÷1,5)	10	12	300	10	3	0,1	—	10 300	3,6	0,02	2,4	15,4	28,7
6С44Д	6,3	0,33	250	—	—4	26	6	300	80	8	—	—	3000	4	0,1	2,1	20,7	48,5
6С50Д	6,3	0,37	250	—	—4	22	6	1500	—	8	0,5	—	—	4,5	0,12	2,3	15,0	48,5

* $U_{c3}=50$ В; у остальных ламп с защитной сеткой последняя соединена с катодом.

Таблица 12.60. **Электронно-световые индикаторы**

Тип	Номинальные электрические режимы и параметры									Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Размеры, мм, не более	
	$U_н$, В	$I_н$, А	$U_а$, В	$U_{кр}$*, В	$U_с$, В	$I_а$, мА	$I_{кр}$*, мА	S, мА/В	μ	$U_{a\,max}$, В	$U_{кр\,min}$, В	$U_{кр\,min}$, В	$R_с$, МОм, не более	$P_{a\,max}$, Вт	D	h
6Е1П	6,3	0,3	100	250	—2,0	2,0	4,0	0,5	24	250	250	150	3,0	0,2	22,5	72,5
6Е2П	6,3	0,58	150	250	—4,0	1,55	2,5	1,4	30	250	250	150	0,5	0,4	22,5	72
6Е3П	6,3	0,23	250	250	0	0,35	—	—	—	300	300	—	3,0	0,5	22,5	72

* $U_{кр}$, $I_{кр}$ — напряжение и ток кратера.

Эксплуатация ламп

Работа ламп при напряжении накала на 5—10% выше номинального увеличивает вероятность перегорания и обрыва подогревателей в лампах с катодами косвенного накала и приводит к преждевременному выходу из строя ламп с катодами прямого накала. При напряжении накала на 10—15% ниже номинального уменьшаются токи электродов и крутизна характеристики, повышается интенсивность отравления катода остаточными газами.

Во избежание пробоя и короткого замыкания катода с подогревателем напряжение между ними должно быть малым. Не рекомендуется последовательное соединение подогревателей (нитей накала) ламп, т. к. это может привести к их перегреву, к короткому замыканию между катодом и подогревателем и к ухудшению параметров ламп.

Сопротивление резистора в цепи управляющей сетки не должно превышать указанного в таблице максимально допустимого значения R_c для данного типа лампы. При использовании ламп с большой крутизной необходимо применять автоматическое смещение. Превышение $U_{a max}$ может привести к междуэлектродному пробою, разрушению оксидного слоя катода, а превышение максимально допустимых мощностей — к ухудшению вакуума и уменьшению эффективности катода.

Особенно опасны сочетания следующих режимов:

максимальное напряжение накала при малом токе катода или при наибольшем напряжении между катодом и подогревателем;

пониженное напряжение накала с большим током катода;

максимально допустимая мощность, выделяемая на электродах, с большим сопротивлением в цепи управляющей сетки;

наибольшая температура баллона при наибольших напряжениях на электродах и малом токе катода;

наибольшая температура баллона с наибольшими мощностями, выделяемыми на электродах, и большим сопротивлением резистора в цепи управляющей сетки.

Приемно-усилительные и генераторные лампы малой и средней мощности устойчиво работают при температуре окружающей среды $-60 \div +70°C$ и повышенной относительной влажности окружающего воздуха до 38% при 20°С.

Для ламп, требующих применения ламповых панелей, вертикальное положение следует предпочитать любому другому. Между местом пайки выводов сверхминиатюрных ламп и их баллоном нужно обеспечить теплоотвод, зажимая вывод плоскогубцами. Изгиб выводов разрешается делать не ближе 5 мм от стекла баллона. При пайке не следует пользоваться кислотосодержащими флюсами; лучшим флюсом является спиртовой раствор канифоли.

12.12. КИНЕСКОПЫ

Параметры кинескопов и их цоколевка

Условное обозначение кинескопа состоит из букв ЛК и цифр. Число в начале обозначения указывает диаметр или размер диагонали экрана кинескопа в сантиметрах, а буква в конце обозначения — характер свечения его экрана; Б — кинескоп с белым свечением, Ц — кинескоп для приемника цветного телевидения.

В табл. 12.61 U_a — постоянное напряжение на аноде (на аквадаге); U_y, $U_ф$ — постоянные напряжения на ускоряющем и на фокусирующем электродах относительно катода; $U_{м.зап}$ — запирающее напряжение на модуляторе (отрицательное напряжение, при котором прекращается свечение экрана); $U_м$ — модулирующее напряжение; $I_{л max}$ — максимально допустимый ток луча.

В табл. 12.62 приведены параметры экранов и цоколевка кинескопов.

Размер растра — часть экрана, на которой изображение получается без видимых искажений.

Разрешающая способность линий выражается максимальным количеством различимых глазом строк, укладывающихся на нормальной высоте кадра.

Яркость — сила света, испускаемого 1 м^2 экрана в направлении, перпендикулярном к его поверхности, кд/м^2

Приняты следующие условные обозначения выводов электродов кинескопов: к — катод, м — модулятор, н — подогреватель, у — ускоряющий электрод электронного прожектора; ф — фокусирующий электрод, х — штырек отсутствует, «—» — свободный штырек.

Электродам электронных прожекторов цветного кинескопа присвоены дополнительные индексы: *G* — зеленый, *B* — синий, *R* — красный. Схемы расположения штырьков кинескопа приведены на рис. 12.40, 12.41.

Эксплуатация кинескопов

При эксплуатации кинескопов нельзя превышать максимально допустимые значения питающих напряжений. Повышенное напряжение накала сокращает долговечность подогревателя и катода. При повышенном напряжении ускоряющего электрода уменьшается рабочая поверхность катода, увеличивается удельная эмиссия, усиливается бомбардировка поверхности катода положительными ионами остаточных газов, сокращается срок службы кинескопа.

При значительном повышении напряжений на электродах возникает паразитная эмиссия с элект-

Таблица 12.61. **Параметры экранов и цоколевка кинескопов**

Тип кинескопа	Размер растра, мм	Разрешающая способность линий	Яркость*, кд/м² (при токе луча, мкА, не более)	Угол отклонения луча, град	Тип цоколя	Порядок соединения электродов со штырьками													
						1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
6ЛК1Б	36×48	550	4000(150)	70	—	и	н	к	м	н	×	×	×	×	×	×	×	×	×
11ЛК1Б	67×84	600	—260(40)	55	РШ4	у	ф	к	м	н	н	м	×	×	×	×	×	×	×
16ЛК1Б	98×116	600	100	70	РШ4	у	ф	к	м	н	н	м	—	—	—	—	—	—	—
23ЛК9Б	135×180	600	150(21)	90	РШ4	к	у	н	м	у	ф	×	×	×	×	×	×	×	×
23ЛК13Б	217×288	600	225(100)	90	РШ2	м	к	н	н	м	у	ф	×	×	×	×	×	×	×
31ЛК3Б	250×320	600	150(180)	110	РШ20	м	к	н	н	м	у	ф	×	×	×	×	×	×	×
40ЛК4Ц	242×308	450	80(660)	90	РШ31Б	н	к(*R*)	м(*R*)	у(*R*)	у(*G*)	к(*G*)	м(*G*)	×	ф	×	к(*B*)	м(*B*)	у(*B*)	н
40ЛК6Б	270×360	600	120(150)	70	РШ45	н	м	у	ф	×	м	н	×	×	×	×	×	×	×
47ЛК2Б	305×385	600	100(180)	110	РШ45	н	м	у	ф	—	м	к	н	×	×	×	×	×	×
47ЛК3Ц	290×370	450	60(950)	90	РШ31Б	н	к(*R*)	м(*R*)	у(*R*)	у(*G*)	к(*G*)	м(*G*)	×	ф	×	к(*B*)	м(*B*)	у(*B*)	н
50ЛК1Б	385×470	600	140(350)	110	РШ45	н	м	у	ф	×	м	к	н	×	×	×	×	×	×
53ЛК2Б	340×480	600	40(18)	110	РШ9	н	м	×	×	×	ф	—	×	×	у	к	×	×	×
53ЛК6Б	382×484	600	40(16)	110	РШ5-1	×	к	н	н	м	ф	у	×	×	×	×	×	×	×
59ЛК2Б	385×470	600	120(350)	110	РШ45	н	м	у	ф	×	м	к	н	×	×	×	×	×	×
59ЛК3Б	385×489	600	120	110	РШ45	н	м	у	ф	×	м	к	н	×	×	×	×	×	×
59ЛК3Ц	380×480	600	90(1000)	90	РШ10	н	к(*R*)	м(*R*)	у(*R*)	у(*G*)	к(*G*)	м(*G*)	×	ф	×	к(*B*)	м(*B*)	у(*B*)	н
61ЛК1Б	375×480	600	150(350)	110	РШ45	н	м	у	ф	×	м	к	н	×	×	×	×	×	×
61ЛК3Ц	482×362	600	110(500)	90	РШ31Б	н	к(*R*)	м(*R*)	у(*R*)	у(*G*)	к(*G*)	м(*G*)	×	ф	×	к(*B*)	м(*B*)	у(*B*)	н
65ЛК1Б	416×530	600	200(450)	110	РШ45	н	м	у	ф	×	м	к	н	×	×	×	×	×	×
67ЛК1Б	402×535	600	200(450)	110	РШ45	н	м	у	ф	×	м	к	н	×	×	×	×	×	×

* В центре экрана

Таблица 12.62. **Кинескопы**

Тип	Номинальный электрический режим *						Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров				Диаметр горловины, мм, не более	Размеры, мм, не более ***
	$I_н$, А	$U_а$, кВ	$U_ф$, В	$U_у$, В	$U^{**}_{м.зап}$, В	$U_м$, В	$U_{a\,max}$, кВ	$U_{ф\,max}$, В	$U_{у\,max}$, В	$I_л$, мкА		
6ЛК1Б		25	—	—	95—35	55	27,5	—	—	200	21	65×97×262
11ЛК1Б	0,3	9	0—500	300	15—35	15	11	600	400	50	13	92×75×175
16ЛК1Б	0,3	9	0—450	300	10—40	15	11	600	400	60	13	∅112×188
23ЛК9Б	0,065	9	0—250	300	25±10	15	11	500	350	—	21	199×157×185
23ЛК13Б	0,065	11	0—300	100	45	25	13	500	140	150	21	207×167×210
31ЛК3Б	0,065	11	0—350	250	60—30	35	13	500	350	300	20,5	290×229×223
40ЛК4Ц	0,9	20	3300—4100	—	68—132	—	23	5000	—	700	38	378×308×395
40ЛК6Б	0,3	12	—100÷+425	300	30—90	25	15	100	500	150	30,5	343×279×375
47ЛК2Б	0,3	16	0—400	400	30—80	32	20	1000	550	300	28,6	362×442×302
50ЛК1Б	0,3	16	0—400	400	30—80	32	20	1100	550	350	28,6	442×358×320
53ЛК2Б	0,6	16	—100÷+425	300	30—90	30	18	1000	500	150	36,5	315×395×595
53ЛК6Б	0,6	16	—100÷+425	300	30—80	30	18	1000	500	150	26,6	520×420×385
59ЛК2Б	0,3	16	0—400	400	30—80	44	20	1100	550	350	28,6	546×437×362
59ЛК3Б	0,3	16	0—400	400	30—80	44	18	1100	550	350	28,6	546×437×362
59ЛК3Ц	0,9	25	4500—5500	400	100—190	—	18	6000	1000	—	36,5	546×428×501
61ЛК1Б	0,3	16	0—400	400	40—77	44	20	1000	700	350	27,6	496×422×362
61ЛК3Ц	0,9	20	3000	200	110—190	75	27,5	6000	1000	1000	38	535×419×529
65ЛК1Б	0,3	20	0—400	400	40—90	5	23	1100	550	300	28,6	586×416×382
67ЛК1Б	0,3	15	0—400	400	40—90	55	23	1100	550	350	28,6	550×464×389

* Номинальное напряжение накала кинескопов 6ЛК1Б, 11ЛК1Б — 1,25 В, кинескопа 23ЛК9Б — 12 В и остальных — 6,3 В.

** Отрицательные значения напряжений.

*** Для кинескопов с прямоугольным экраном три числа выражают ширину, высоту и длину соответственно, для кинескопов с круглым экраном первое число — диаметр, второе — длина.

родов, вызывающая паразитное свечение экрана, возможен пробой между электродами.

При перекале катода и при повышенном напряжении ускоряющего электрода люминофор разрушается под действием бомбардировки его отрицательными ионами (быстрее появляется ионное пятно). Недопустимы даже кратковременные импульсы напряжений, превышающие максимально допустимые значения, т. к. это может привести к разрушению покрытия катода, подогревателя или вывода катода, а также к ухудшению вакуума.

При недокале кинескопа и большом катодном токе возможны местные перегревы участков катода, приводящие к потере эмиссии. При понижении напряжения ускоряющего электрода облегчается режим работы выходной лампы строчной развертки, но значительно снижается яркость экрана. Поэтому для обеспечения достаточной яркости приходится увеличивать ток луча, что резко сокращает срок службы кинескопа. Напряжение между катодом и подогревателем с полярностью «минус» на катоде не должно превышать 125 В; обратная полярность недопустима.

Нельзя подавать на модулятор трубки положительные по отношению к катоду напряжения, т. к. при этом увеличивается ток утечки и уменьшается электрическая прочность промежутка катод — подогреватель.

12.13. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ПРИБОРЫ

Стабилитроны

Стабилитроны тлеющего разряда (табл. 12.63, 12.64) применяют для стабилизации напряжения на нагрузке, в качестве элементов связи УПТ, для повышения коэффициента усиления, в релаксационных генераторах, в реле времени и генераторах шумового напряжения.

Стабилитроны коронного разряда используют в устройствах стабилизации напряжения при малом потреблении тока, например для стабилизации питающих напряжений электронно-лучевых трубок, фотоэлектронных умножителей и т. д.

Маркировка стабилитронов состоит из трех элементов: первый — буквы СГ (стабилитрон газовый); второй — число, указывающее порядковый номер прибора; третий — буква, характеризующая конструктивное оформление лампы.

Таблица 12.63. **Порядок соединения электродов стабилитронов со штырьками**

Тип	Схема расположения штырьков (рис. 12.40 или 12.42)	Порядок соединения электродов со штырьками							
		1	2	3	4	5	6	7	8
СГ5Б	Без цоколя	к	а	к	×	×	×	×	×
СГ13П	РШ4 (рис. 12.40)	а	к	—	к	а	—	к	×
СГ15П-2	РШ4 (рис. 12.40)	а	к	—	к	а	—	к	×
СГ16П	РШ4 (рис. 12.40)	а	к	—	к	а	—	к	×
СГ20Г	Без цоколя	к	а	к	×	×	×	×	×
СГ201С	РШ5 (рис. 12.40)	—	к	а	—	а	а	к	к
СГ202Б	Без цоколя	к	а	к	×	×	×	×	×
СГ203К	Рис. 12.42	а	к	×	×	×	×	×	×
СГ204К	Рис. 12.42	а	к	к	×	×	×	×	×
СГ206А	Без цоколя	а	к	×	×	×	×	×	×
СГ301С-1	Рис. 12.42	к	а	к	×	×	×	×	×
СГ302С-1	Рис. 12.42	к	а	к	×	×	×	×	×
СГ303С-1	Рис. 12.42	к	а	к	×	×	×	×	×
СГ312А	Рис. 12.42	а	к	×	×	×	×	×	×

Порядок соединения электродов стабилитронов со штырьками приведен в табл. 12.63, а схемы расположения штырьков — на рис. 12.40, 12.42.

Основные параметры стабилитронов (табл. 12.64).

Напряжение возникновения разряда $U_{в.разр}$ — минимальное напряжение между электродами, достаточное для начала электрического разряда в приборе. Оно несколько превышает напряжение стабилизации и определяет минимальное напряжение источника питания в схеме.

Напряжение стабилизации $U_{ст}$ — напряжение между анодом и катодом в диапазоне рабочих токов (напряжение, поддерживаемое стабилитроном).

Изменение напряжения стабилизации при изменении тока в рабочем диапазоне $\Delta U_{ст}$ — раз-

Таблица 12.64. **Стабилитроны**

Тип	$U_{в.разр}$, В	$U_{ст}$, В	$I_{ст\,min}$, мА	$I_{ст\,max}$, мА	$\Delta U_{ст}$, В	Размеры, мм, не более	
						D	h
Стабилитроны тлеющего разряда							
СГ5Б	180	141—157	5	10	4	10,2	36
СГ13П	175	143—155	5	30	3,5	19	65
СГ15П-2	150	104—112	5	30	3	19	65
СГ16П	150	80—86	5	30	3	19	65
СГ20Г	135	85—91	4	15	2,5	12	85
СГ201С	150	86—92	4	15	2,5	33	64
СГ202Б	135	81—86	1,5	5	4,5	10	40
СГ203К	150	79—86	1	10	2	10	27
СГ204К	220	160—168,5	1	15	4	19	30
СГ205Б	135	81—84	9	11	0,5	10,2	85
Стабилитроны коронного разряда							
СГ206А	300	165—145	0,5	1,5	20	7,2	37
СГ301С-1	430	380—400	0,003	0,1	14	13	67
СГ302С-1	970	880—920	0,003	0,1	30	13	67
СГ303С-1	1320	1220—1280	0,01	0,1	30	13	67
СГ312А	430	380—400	0,003	0,05	7	6,5	65

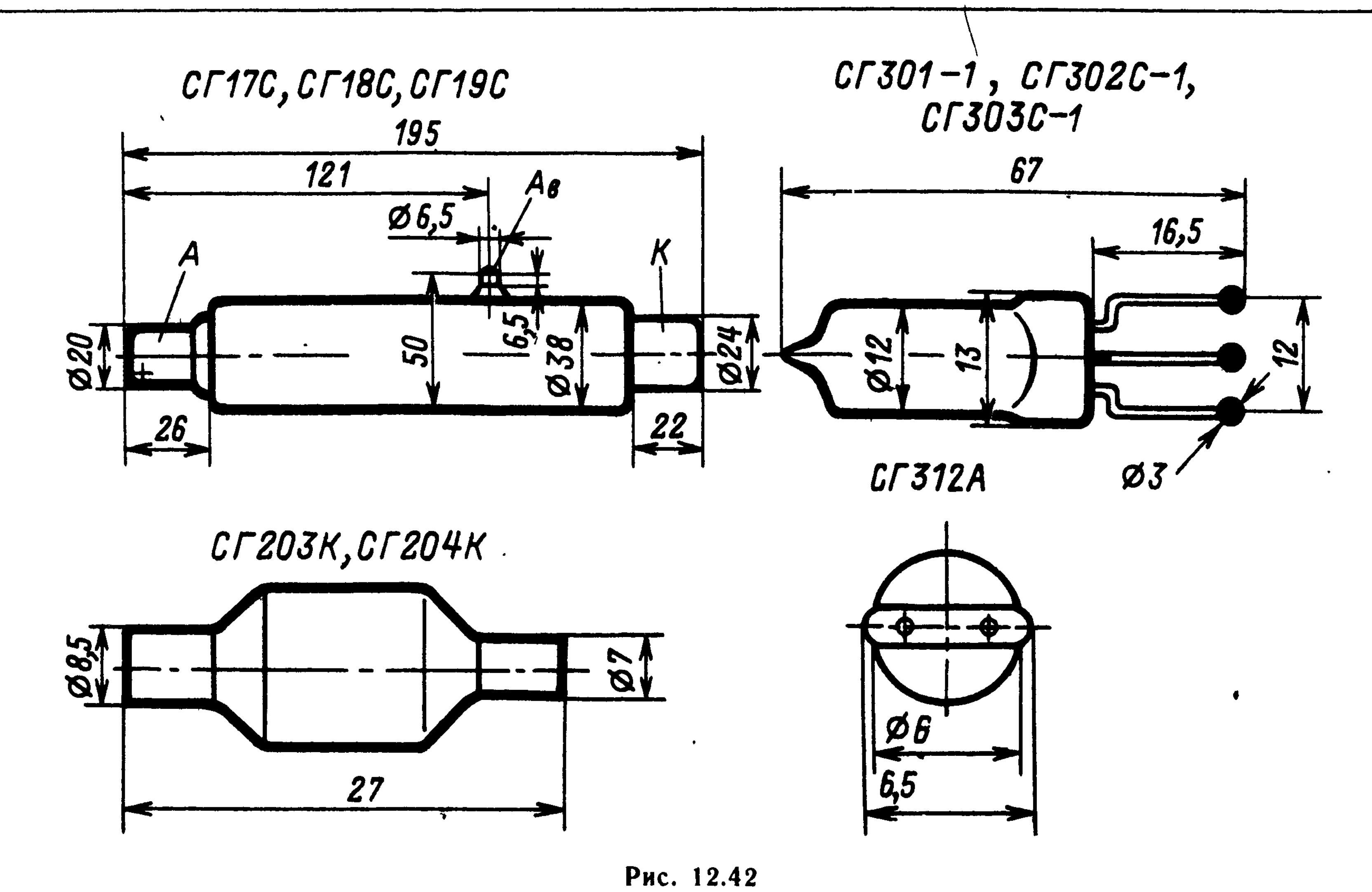


Рис. 12.42

ность между наибольшим и наименьшим напряжениями стабилизации при изменении тока через стабилитрон от $I_{\text{ст min}}$ до $I_{\text{ст max}}$.

Максимальное и минимальное значения тока стабилизации (тока через стабилитрон) $I_{\text{ст max}}$, $I_{\text{ст min}}$ — значения тока, между которыми эффективность работы стабилитрона достаточна.

Эксплуатация стабилитронов

Для надежного возникновения разряда необходимо, чтобы напряжение источника питания составляло (1,2—1,3) $U_{\text{в.разр}}$.

На электроды стабилитрона нельзя подавать переменное напряжение или напряжение обратной полярности (на анод —«минус»). Ток через стабилитрон должен быть в пределах указанного в таблице рабочего диапазона токов, причем рабочую точку желательно выбирать в середине этого диапазона.

Не следует включать стабилитроны параллельно, т. к. из-за разброса их параметров разряд может возникать только у одного стабилитрона и его ток может превысить максимально допустимое значение.

Не рекомендуется включать конденсатор емкостью более 0,1 мкФ между анодом и катодом стабилитрона тлеющего разряда, т. к. это может привести к релаксационным колебаниям.

Чтобы предотвратить переход коронного разряда в тлеющий, следует включать между анодом и катодом стабилитрона коронного разряда конденсатор емкостью менее 0,1 мкФ.

Тиратроны тлеющего разряда

Тиратроны тлеющего разряда (ТТР) имеют накаленный катод, анод и одну или несколько сеток для управления моментом возникновения разряда. Они используются в устройствах автоматики и телемеханики, в счетно-решающих устройствах, измерительной и другой аппаратуре.

Обозначение тиратрона тлеющего разряда состоит из трех элементов: первый элемент — буквы ТХ (тиратрон с холодным катодом), второй элемент — цифра, обозначающая порядковый номер прибора, третий элемент — буква в конце обозначения, определяющая конструкцию баллона (см. табл. 12.65).

ТТР могут находиться в двух устойчивых состояниях: непроводящем и проводящем — и в двух переходных. В непроводящем состоянии (ТТР закрыт) анодный ток отсутствует и существует разряд между катодом и сеткой подготовительного разряда (исключение составляют выпрямительный и электрометрический тиратроны, работающие без подготовительного

Таблица 12.65. **Порядок соединения электродов тиратронов тлеющего разряда со штырьками**

Тип	Порядок соединений электродов со штырьками***							
	1	2	3	4	5	6	7	8
ТХ2*	—	к	—	п	—	к	к	×
ТХ3Б	а	с2	с1	к	×	×	×	×
ТХ4Б	а	с2	с1	к	×	×	×	×
ТХ5Б	а	с	к	×	×	×	×	×
ТХ6Г	а2	с1	с3	—	к	с4	с2	а1
ТХ8Г	а	с3	к	—	с1	с2	×	×
ТХ11**	а	—	с2	к	×	×	×	×
ТХ12Г	а	с1	с0	к	с3	с2	×	×
ТХ16Б	а	с2	пк	с1	к	×	×	×
ТХ17А	а	с1	пк	с2	к	×	×	×
ТХ18А	а	с	к	×	×	×	×	×
ТХ19А	а	с	к	×	×	×	×	×
ТХИ2С	—	к	—	с2	—	с2	—	а
МТХ90	к	а	с	×	×	×	×	×

* Анод выведен к колпачку баллона.

** Управляющая сетка выведена к колпачку баллона.

*** Тиратрон ТХ2 имеет цоколь РШ4, тиратрон ТХИ2С—РШ5-1 (рис. 12.40). Остальные тиратроны бесцокольные.

разряда). В проводящем состоянии (ТТР открыт) через тиратрон протекает анодный ток.

По способу управления переходом от непроводящего состояния к проводящему ТТР разделяют на тиратроны с электростатическим и токовым управлением.

В ТТР с электростатическим управлением (ТХ3Б, ТХ6Г, ТХ8Г, ТХ12Г) для создания подготовительного разряда используется первая сетка. В ее цепи протекает ток, определяемый последовательно включенным резистором и облегчающий возникновение разряда в анодной цепи. На вторую сетку подаются положительное напряжение, недостаточное для возникновения разряда, и управляющий положительный импульс достаточной амплитуды и длительности для открывания тиратрона.

ТТР с токовым управлением открывается изменением сеточного тока: открывающий импульс подается на ту же сетку, которая служит для создания подготовительного разряда (тиратроны ТХ4Б в триодном включении, ТХ5Б, ТХ11Г, МТХ90). Эти тиратроны имеют высокую чувствительность к импульсным входным сигналам.

Основные параметры ТТР (табл. 12.66):

Напряжение возникновения разряда (промежутка анод — катод) $U_{в.разр}$ — напряжение анода, необходимое для возникновения тлеющего разряда.

Напряжение возникновения подготовительного разряда $U_{с.к}$ — напряжение сетки, необходимое для возникновения тлеющего разряда в промежутке сетка — катод.

Время запаздывания возникновения подготовительного разряда $\tau_{зап}$ — время с момента подачи установленного напряжения в цепь подготовительного разряда до возникновения тлеющего разряда в промежутке сетка — катод.

Сеточный ток возникновения разряда $I_{подг}$ — ток в цепи управляющей сетки, при котором возникает разряд между анодом и катодом (при заданном напряжении анода).

Напряжение входного сигнала (импульс) $U_{вх.min}$ — амплитуда импульса, необходимого для возникновения тлеющего разряда в промежутке анод — катод (при установленном режиме включения прибора).

Длительность входного импульса $\tau_{упр}$ — время, необходимое для возникновения самостоятельного разряда в промежутке анод — катод.

Время восстановления электрической прочности $t_{вос}$ — минимальное время после прекращения тока анода, по истечении которого к тиратрону можно приложить анодное напряжение, не вызывающее возникновения разряда в приборе при отсутствии входных сигналов.

Проводящее состояние ТТР характеризуется падением *напряжения между анодом и катодом при рабочем анодном токе* $U_а$, *падением напряжения между сеткой подготовительного разряда и катодом* $U_{с.к}$; *наибольшим значением анодного* $I_{a max}$ и среднего анодного тока $I_{а.ср}$.

Эксплуатация ТТР. Рекомендуется следующий порядок подачи питающих напряжений: сначала следует подать напряжения на управляющие сетки, затем на сетку подготовительного разряда, а после этого анодное напряжение. Гашение разряда в ТТР можно осуществить, снижая рабочее напряжение между его анодом и катодом ниже напряжения $U_а$. Во избежание случайных зажиганий ТТР нельзя даже кратковременно отключать источник напряжения смещения от управляющей сетки и понижать это напряжение смещения ниже значения $U_{с.к}$, указанного в табл. 12.66.

Если ТТР с электростатическим управлением управляется импульсами через *RC*-цепочку, емкость ее конденсатора должна быть настолько большой, чтобы амплитуда и длительность сигнала на выходе цепочки были достаточными для возникновения разряда в тиратроне и при

Таблица 12.66. **Тиратроны тлеющего разряда**

Тип	$U_{в.разр}$, В	$U_а$, В	$U_{с.к}$, В	$\tau_{зап}$, с	$U_{вх\,min}$, В	$\tau_{упр}$, мкс	$I_{подг}$, мкА	$t_{вос}$, мкс	$I_{a\,max}$, мА	$I_{a\,ср}$, мА	$U_{a\,max}$, В	Размеры, мм, не более: D	h
МТХ90	120	65	85	—	25	10	3	<800	4	2	200	12	42
ТХ2	425	125	—	—	—	—	—	—	100	12	—	19	51*
ТХ3Б	175	110	85	—	40	10	50	20—150	7	3,5	190	10,2	40*
ТХ4Б	180	120	90	1	10	10	10	10—100	7	3,5	225	10,2	40*
ТХ5Б	175	150	140	—	1,2	10	15	100—150	1,5	0,25	270	7,2	25*
ТХ6Г	285	140	130	10	120	10	50	80—100	2	1	300	13	50*
ТХ8Г	285	140	130	10	100	10	100	50—200	400	8	300	13	40*
ТХ11Г	200	125	—	7	35	—	—	—	10	—	230	13	60*
ТХ12Г	250	160	150	10	60	10	50	<350	100	10	300	13	50*
ТХ16Б	180	142	—	—	4,4	50	450	<300	5	1	260	7,2	40*
ТХ17А	260	160	—	—	—0,5	—	600	<200	5	1	260	8	46*
ТХ18А	175	62	82	—	10	—	5	<400	—	0,5	2,25	7,7	38*
ТХ19А**	280(60)	150	145	—	2,5	100	40	<800	5	1	265(53)	8	46*
ТХИ2С***	180	140	150	—	—	200	—	—	200 000	50	300	33	72

* Без выводов. Длина выводов 35—40 мм.

** Для ТХ19А в скобках дано напряжение на первом аноде: здесь $U_{с.к}$ — напряжение между первой сеткой и подкатодом.

*** Даны импульсные характеристики.

этом длительность импулльса должна быть настолько малой, чтобы к моменту окончания действия гасящего импульса напряжение на сетке ТТР успело восстановиться до значения, близкого к напряжению смещения.

Чтобы в процессе гашения в промежутке сетка — катод не возникли импульсы тока, способные привести к ложному зажиганию тиратрона, следует уменьшить емкость конденсатора в сеточной цепи либо включить последовательно с конденсатором резистор.

Во избежание релаксационных колебаний, наводок и помех следует уменьшать емкости и индуктивности монтажа. В частности, ограничительный резистор в цепи сетки подготовительного разряда следует подключать непосредственно к выводу сетки.

При кратковременном включении аппаратуры не рекомендуется снимать подготовительный разряд и отключать напряжения смещений управляющих сеток и цепи подготовительного разряда. С целью повышения надежности работы тиратронов после длительного перерыва в работе рекомендуется проводить в течение нескольких десятков секунд их тренировку в рабочем режиме.

Характерными признаками неисправности ТТР являются молочно-белый цвет газопоглотителя на стенках баллона и отсутствие свечения катода тиратрона при включенном напряжении подготовительного разряда.

Пайка выводов ТТР должна производиться на расстооянии не менее 5 мм от места соединения выводов с ножкой.

Индикаторы тлеющего разряда

Индикаторы тлеющего разряда применяют для преобразования электрического сигнала в световой, для визуального представления выходных данных устройств дискретного действия, в качестве указателей напряжения, в триггерных цепях, в устройствах запоминания, причем некоторые из них можно использовать и для работы с транзисторными каскадами (например, ИН-6). Индикаторы потребляют малые мощности, имеют малую инерционность, просты по конструкции. Яркость свечения, достаточная для целей индикации (десятки — сотни кд/м^2), достигается обычно при токах, не превышающих нескольких миллиампер, рабочее напряжение составляет несколько десятков вольт.

Простейший ионный индикатор — неоновая лампа (рис. 12.43) — состоит из баллона, наполненного неоном, с двумя впаянными в него электродами. Свечение прибора — оранжево-красное. Если между электродами лампы приложить напряжение, равное напряжению возникновения разряда $U_{в.разр}$, то происходит разряд и в цепи скачком возникает ток. Для ограничения тока через лампу последовательно с ней всегда включается ограничительный резистор R, не допускающий перехода тлеющего разряда в дуговой. Его сопротивление рассчитывают по формуле:

$$R = (U_{н.в} - U_{в})/I_{max},$$

где $U_{н.в}$ — напряжение источника питания; $U_{в}$ — напряжение между электродами лампы; I_{max} — максимально допустимый ток через лампу.

Неоновые лампы обозначаются следующим образом. Первый элемент обозначения две буквы: Т — тлеющего разряда, Н — неоновая. Первое число после букв соответствует наибольшему значению тока в миллиамперах, последующая цифра (через дефис) — порядковому номеру разработки.

Встречаются ранее принятые обозначения; М — миниатюрная; ТМ — точечная модуляторная; ВМ — волномерная; И — индикаторная; В — для вольтоскопов; УВ — указатель высокого напряжения. Цифры соответствуют порядковому номеру разработки.

Работу неоновой лампы определяют параметры: $U_{в.разр}$ — *напряжение возникновения разряда;* $I_{раб}$ — рабочий ток (см. табл. 12.67).

Выпускаются индикаторные приборы, в которых представление светового сигнала осуществляется в знаковоой форме в виде цифровых, буквенных или каких-либо других символов (табл. 12.68).

При эксплуатации знаковых индикаторов рабочий ток не должен выходить за пределы, указанные в справочнике. Для нормальной работы этих приборов необходимо создать начальную ионизацию, снижающую время запаздывания возникновения разряда. Она обычно создается внешним освещением. В темноте время запаздывания доходит до 1 с. Параметры знаковых индикаторов приведены в табл. 12.69.

Таблица 12.67. **Неоновые лампы**

Тип	$U_{в.разр}$, В, не более	$I_{раб}$, мА, не более	Размеры, мм, не более	
			D	h
ТН-0,95	80	1	15,5	44
ТН-30	82	30	56	94
ТН-30-3	82	30	56	94
ТН-0,2-2	85	0,25	9,5	34,5
ТН-0,2-1	85	0,25	9,5	34,5
ТН-0,5	90	0,5	15,5	45
ТН-30-2М	105	30	56	94
ТН-0,8	110	0,8	6	32
ТН-0,25	120	0,25	9,5	34,5
ТН-1	140	1	13,7	26
ТН-0,15	150	0,15	3	20
ТН-0,3	150	0,3	9,5	34,5
ТН-20	150	20	56	94
ТН-0,31	170	0,3	9,5	34,5
ТН-0,9	200	0,9	15,5	45
ТМН-2	200	15	30,5	77
ТНУВ	550	—	10,2	72
МН-4	30	2	16	37
МН-3	65	1	15	44
МН-11	85	5	14,5	42
МН-7	87	2	15	40
МН-6	90	0,8	6,8	28
МН-15	235	0,45	9,5	38
ВМН-1	126	—	7	37
ВМН-2	160	2	10,2	51
ВН-1	—	—	4,5	44
ВН-2	—	—	4,5	44

Таблица 12.68. **Порядок соединения электродов индикаторов тлеющего разряда с выводами**

Тип	Цоколь	Порядок соединения электродов с выводами													
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ИН-1	РШ19 (рис. 12.40)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	а	×	×	×
ИН-2	Рис. 12.43	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	а	×	×	×
ИН-3	Без цоколя	а	к	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
ИН-3А	»	а—к	а—к	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
ИН-4	Рис. 12.43	4	6	8	—	9	7	—	0	2	а2	3	5	а1	1
ИН-5А	РШ4 (рис. 12.40)	«Z»	«A»	«X»	а	«0»	—	«x»	×	×	×	×	×	×	×
ИН-5Б	РШ4 (рис. 12.40)	«S»	«B»	«Y»	а	«0»	—	«y»	×	×	×	×	×	×	×
ИН-6	Без цоколя	а	ик	вк	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
ИН-7	РШ31 (рис. 12.41)	«n»	а	—	«+»	«m»	«A»	«V»	—	«M»	—	«Ω»	«∞»	«K»	«—»
ИН-7А	РШ31 (рис. 12.41)	«M»	а	—	«+»	«m»	«%»	—	—	«μ»	—	«÷»	«K»	«П»	—
ИН-7Б	РШ31 (рис. 12.41)	—	а	—	«S»	«Hz»	—	—	—	«V»	—	—	«Ω»	—	—
ИН-8	РШ27 (рис. 12.41)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	а	×	×	×
ИН-8-2	Рис. 12.43	1	2	3	—	4	5	6	7	зпт	8	9	0	а	×
ИН-12А	РШ31А (рис. 12.43)	а	0	9	8	7	6	5	4	3	2	1	×	×	×
ИН-12Б	РШ31А (рис. 12.43)	а	0	9	8	7	6	5	4	3	2	1	зпт	×	×
ИН-13	Рис. 12.43	а	ик	вк	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
ИН-14	Рис. 12.43	а	зпт	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	зпт	×
ИН-15А	РШ31А (рис. 12.41)	а	«μ»	«P»	«—»	«+»	«m»	«M»	«K»	«П»	«%»	«n»	×	×	×
ИН-15Б	РШ31А (рис. 12.41)	а	«W»	«F»	—	«Hz»	«H»	«V»	«S»	—	«Ω»	«A»	×	×	×
ИН-17	Рис. 12.43	а	1	7	3	зпт	4	5	6	2	зпт	8	9	0	×
ИН-17	Рис. 12.43	а	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	×	×	×
ИН-18	Без цоколя	7	8	9	а	0	1	а	2	3	—	4	5	а	6
ИН-19А	Без цоколя	а	—	«n»	—	«K»	«μ»	«°C»	«%»	«M»	«P»	—	«m»	—	×
ИН-19Б	Без цоколя	а	—	«H»	—	«A«	«Ω»	«Hz»	«S»	«F»	«T»	—	«V»	—	×
ИН-19В	Без цоколя	а	—	«—»	—	«A/B»	«∞»	«П»	«%»	«dB»	«+»	—	«<»	—	×
ИН-20	Рис. 12.43	э	ап	а3	а2	а1	а0	к	×	×	×	×	×	×	×
ИНС-1	—	а	к	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
ИВ-1	Без цоколя	к	—	—	—	—	—	с	к	—	—	—	—	тчк	—
ИФ-1	РШ23 (рис. 12.41)	—	×	×	э	—	—	×	э	×	×	×	×	×	×
ТНИ-1, 5Д	Без цоколя	а	к	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
95СГ-9	Рис. 12.43	а	к	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×

Примечание. вк — вспомогательный катод; ик - индикаторный катод; зпт — запятая; тчк — точка; ап — анод последний.

Таблица 12.69. **Знаковые индикаторы тлеющего разряда**

Тип	Индицируемые знаки	$U_{и.п}$, В	$U_{в.\ разр}$, В	$I_{раб}$, мА	Размеры, мм, не более	
					h	D
ИН-1	0; 1; 2; . . . ; 9	200	200	2,5—3,	66	30,5
ИН-2	0; 1; 2; . . . ; 9	200	200	1,5—2	35,5	17
ИН-3	—	200	85	0,2	27	7,3
ИН-3А	—	—	190	⩽2	32	8
ИН-4	0; 1; 2; . . . ; 9	200	170	2,5—3	46	31
ИН-5А	X; x; a; 0; Z	200	200	1,5	35	19
ИН-5Б	B; 0; Y; y; S	200	200	1,5	35	19
ИН-6	—	200	140	1	37	10
ИН-7	+; —; ∽; K; M; V; n; Ω; m; A	180	170	4	46	31
ИН-7А	+; —; П; K; M; %; μ; m	200	170	⩽4	46	31
ИН-7Б	S; Hz; V; Ω	200	170	4	46	31
ИН-8	0; 1; 2; . . . ; 9	200	170	2,5—3,5	55	17
ИН-8-2	0; 1; 2; . . . ; 9 и запятая	200	170	0,3—3,5	55	17
ИН-12А	0; 1; 2; . . . ; 9	200	170	2,5—3	35	31×21
ИН-12Б	0; 1; 2; . . . ; 9 и запятая	200	170	2,5—3	35	31×21
ИН-13	—	—	170	0,3—0,5	160	10
ИН-14	0; 1; 2; . . . 9 и две запятые	200	170	0,3—4,3	54,5	19
ИН-15А	μ; P; —; +; m; K; M; П; %; n	200	170	2,5—3	28	21×31
ИН-15Б	W; F; Hz; H; V; S; Ω; A	200	170	0,3—0,5	28	21×31
ИН-16	0; 1; 2; . . . 9 и две запятые	—	170	2,5—3,5	41,5	12,5
ИН-17	0; 1; 2; . . . ; 9	200	170	1,5	20	14×22
ИН-18	0; 1; 2; . . . ; 9	200	170	6—8	75	30
ИН-19А	K; μ; °C; %; M; P; m; n	200	170	2,5	52	18
ИН-19Б	H; A; Ω; z; S; F; T; V	200	170	⩽2,5	52	18
ИН-19В	—; +; A/B; %; ∽; П; dB. <	200	170	2,5	52	18
ИН-20	—	400	400	1,5—2,4	190	16
ИН-21	—	110	110	0,5—1	40	12,5
ИНС-1	—	—	65—95	0,5—1	30	7,2
95СГ-9	—	—	95	3	38	12
ИВ-1	Точка, тире		20—25	40—50	36	10,75
ИФ-1	—	198—242	—	2	40	29
ТНИ-1, 5Д	—	160 —	150	1	33	10,7

Рис. 12.43

Напряжение возникновения разряда $U_{в.разр}$ — минимальное напряжение между анодом и катодом, при котором возникает тлеющий разряд. Поскольку в анодную цепь индикаторов всегда включается ограничительный резистор, то напряжение источника анодного питания должно несколько превышать напряжение возникновения разряда.

Рабочий ток $I_{раб}$ — ток в цепи анода прибора.

12.14. МИНИАТЮРНЫЕ ЛАМПЫ НАКАЛИВАНИЯ

Миниатюрные лампы накаливания применяют для освещения шкал электроизмерительных и радиотехнических приборов, сигнализации, в различных пультах управления, оптических устройствах и приборах и т. д. (рис. 12.44).

В табл. 12.70 приведены номинальные значения параметров: *номинальное напряжение* $U_{ном}$, *номинальный ток* $I_{ном}$, *номинальная мощность* $P_{ном}$ и *номинальный световой поток* $\Phi_{ном}$, т. е. такие значения параметров, при которых лампы должны нормально работать.

Номинальная мощность $P_{ном}$ — количество электрической энергии, потребляемое лампой в единицу времени.

Номинальный световой поток $\Phi_{ном}$ — мощность светового излучения.

В первой графе в скобках указаны прежние обозначения ламп.

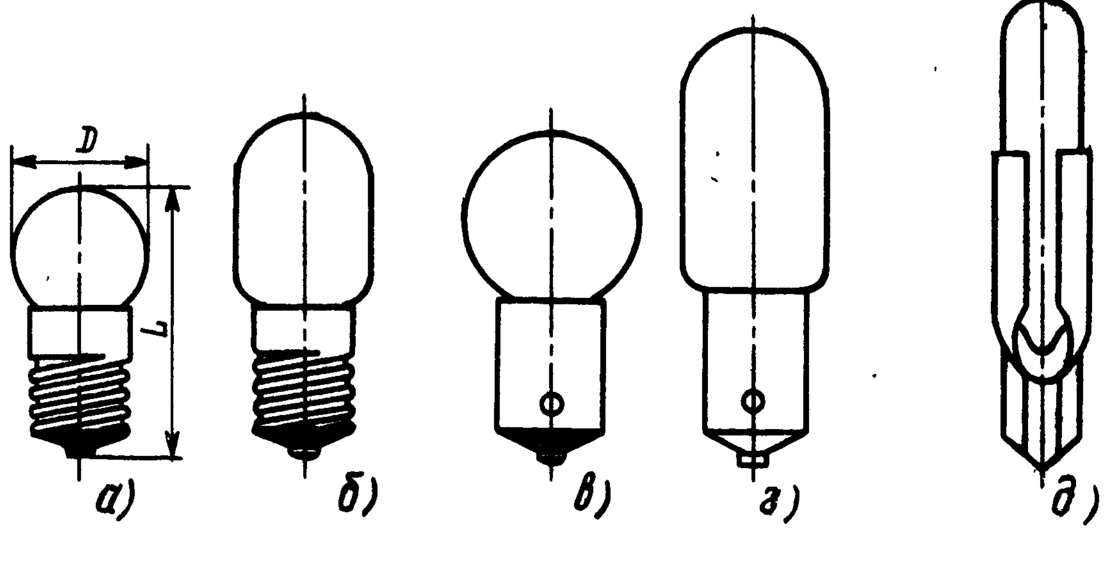


Рис. 12.44

Таблица 12.70. **Миниатюрные лампы накаливания**

Тип	$U_{ном}$, В	$I_{ном}$, (I_{max}), А	$P_{ном}$ (P_{max}), Вт	$\Phi_{ном}$, (Φ_{min}), лм	Общий вид на рис. 12.44	Размеры, мм, не более	
						D	L
Общего применения							
МН 1-0,068 (Мн-1)	1	0,068(0,075)	—	—	а	12	24
МН 1,25-0,25	1,25	0,25(0,28)	—	0,6	а	12	24
МН 2,3-1,25 (Мн-25)	2,3	1,25(1,35)	—	21,0(16)	а	16	30
МН 2,5-0,068 (Мн-2)	2,5	0,068(0,075)	—	—	а	12	24
МН 2,5-0,15 (Мн-3)	2,5	0,15(0,16)	—	2,3(1,6)	в	12	24
МН 2,5-0,29 (Мн-4)	2,5	0,29(0,33)	—	4,0(3)	в	16	30
МН 2,5-0,4 (Мн-5)	2,5	0,40(0,45)	—	9,0(7,5)	а	12	24
МН 2,5-0,54 (Мн-7)	2,5	0,54(0,60)	—	7,0(5,3)	а	16	30
МН 2,5-0,72 (Мн-11)	2,5	0,72(0,80)	—	12,0(10)	а	16	30
МН 3-0,14 (Мн-12)	3	0,14(0,16)	—	3,7(3)	а	12	24
МН 3,5-0,14 (Мн-30)	3,5	0,15(0,16)	—	3,7(3)	а	12	24
МН 3,5-0,26 (Мн-13)	3,5	0,26(0,28)	—	7,5(6,2)	а	12	24
МН 6,3-0,3	6,3	0,3(0,34)	—	8,5(6,5)	а	12	24
МН 6,5-0,34 (А-58)	6,5	0,34(0,37)	—	17,6(14)	а	12	24
МН 13,5-0,16	13,5	0,16(0,18)	—	(12)	а	12	24
МН 18-0,1 (Мн-23)	18	0,10(0,12)	—	12,0(8)	б	11	31
МН 26-0,12-1	26	0,12(0,15)	—	(10)	а	12	24
ММ-32	6	—	3,0(3,3)	21,5(18)	в	16	29
ММ-31	6	—	6,0(6,6)	60,0(51)	в	20	33
Автомобильные							
А6-1*	7,5	—	1,8(2,0)	12,6(10)	в	12	24
А6-2*	7	—	3,5(3,9)	25,1(21)	в	15	29
А12-1*	14,5	—	2,1(2,4)	12,6(10)	в	12	24
А12-1,5*	14,5	—	3,1(3,6)	18,9(15)	в	15	29
А24-1*	28	—	2,5(2,8)	12,6(10)	г	11	30
*Коммутаторные**							
КМ 6-60 (КМ1)	6	0,060(0,065)	—	0,40(0,35)	д	7,5	46
КМ 12-90 (КМ2)	12	0,090(0,095)	—	0,55(0,50)	д	7,5	46
КМ 24-35 (КМ24-П)	24	0,035(0,040)	—	0,90(0,85)	д	7,5	46
КМ 24-90 (КМ3)	24	0,090(0,095)	—	1,75(1,50)	д	7,5	46
КМ 48-50 (КМ4)	48	0,050(0,060)	—	2,90(2,50)	д	7,5	46
КМ 60-55 (КМ5)	60	0,055(0,060)	—	5,70(5,10)	д	7,5	46

* Второе число в обозначении лампы указывает номинальную силу света в канделах.

12.15. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ*

Выпрямительные диоды и сборки

Выпрямительные диоды (рис. 12.45—12.47) используют для выпрямления переменных токов частотой 50 Гц — 100 кГц. Основные параметры выпрямительных диодов (табл. 12.71, 12.72) соответствуют их работе в однополупериодном выпрямителе с активной нагрузкой (без сглаживающего пульсации конденсатора).

Среднее прямое напряжение $U_{пр,ср}$ — среднее за период прямое напряжение на диоде при протекании через него максимально допустимого выпрямленного тока.

Средний обратный ток $I_{обр,ср}$ — средний за период обратный ток. Измеряется при максимальном обратном напряжении. При повышении температуры на каждые 10°С обратный ток германиевых диодов увеличивается в 1,5—2 раза, кремниевых до 2,5 раз.

Максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр\,max}$ ($U_{обр,и\,max}$) — наибольшее постоянное (или импульсное) обратное напряжение, при котором диод может длительно и надежно работать.

Максимально допустимый выпрямленный ток $I_{вп,ср\,max}$ — средний за период ток через диод (постоянная составляющая), при котором обеспечивается его надежная, длительная работа. Если

* Обозначения параметров выпрямительных и универсальных диодов даются по ГОСТ 20004-74, варикапов — по ГОСТ 20005-74, туннельных диодов — по ГОСТ 18216-72 и стабилитронов — по ГОСТ 18994-73.

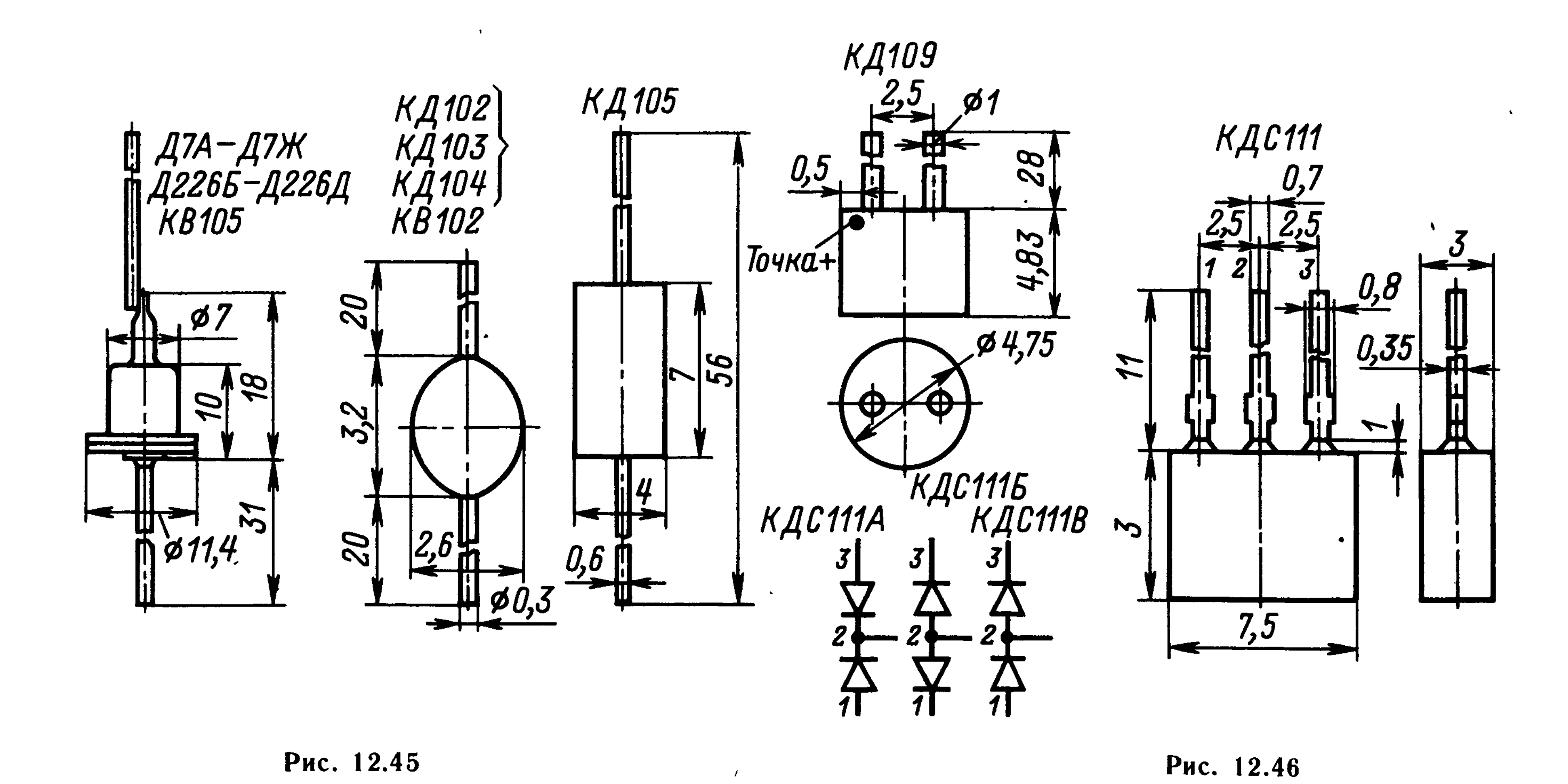


Рис. 12.45

Рис. 12.46

КД213

КД202

КД203

КД212

КД205

КД204, КД206, КВ103, КВ106

КД208, КД209

Рис. 12.47

Таблица 12.71. **Выпрямительные диоды и сборки малой мощности**

Тип	$U_{обр,\ и\ max}$, В	$I_{вп,\ ср\ max}$, А	$U_{пр,\ ср}$ (при $I_{вп,\ ср}$, мА), В, не более	$I_{обр}^*$, мкА, не более	f_{max}, кГц
КД102А	250	0,1	1,0(50)	0,1	4,0
КД102Б	300	0,1	1,0(50)	1,0	4,0
КД103А	50	0,1	1,0(100)	1,0	10,0
КД103Б	50	0,1	1,2(100)	1,0	10,0
КД104А	300	0,01	1,0(10)	3,0	20,0
КД105Б	400	0,3	1,0(300)	100	1,0
КД105В	600	0,3	1,0(300)	100	1,0
КД105Г	800	0,3	1,0(300)	100	1,0
КД109А	100	0,3	1,0(300)	100	10,0
КД109Б	300	0,3	1,0(300)	100	10,0
КД109В	600	0,3	1,0(300)	100	10,0
КДС111А	300	0,2	1,2(100)	3,0	20,0
КДС111Б	300	0,2	1,2(100)	3,0	20,0
КДС111В	300	0,2	1,2(100)	3,0	20,0

* Значения $I_{обр}$ даны при $U_{обр\ max}$ и $T_{окр}=25°C$.

на входе сглаживающего фильтра стоит конденсатор, то в момент включения выпрямителя в сеть через диод проходят значительные импульсы тока, пока конденсатор заряжается. По этой причине для выпрямительных диодов, блоков и столбов, как правило, дается максимальный перегрузочный ток $I_{пр,и\ max}$, действующий в течение переходных процессов после включения выпрямителя (несколько миллисекунд).

Превышение максимально допустимых $U_{обр\ max}$, $U_{обр,и\ max}$ и $I_{вп,ср\ max}$ ведет к резкому сокращению срока службы или повреждению (пробою) диода.

Максимальная частота f_{max} — наибольшая частота подводимого напряжения, при которой выпрямитель на данном диоде работает достаточно эффективно, а нагрев самого диода не превышает допустимой величины.

Диоды, имеющие корпус с винтом, необходимо крепить на теплоотводящих радиаторах (например, металлических пластинах). На рис. 12.48 показана зависимость площади радиатора-пластины от мощности, которая рассеивается в диоде. Мощность, рассеиваемая в выпрямительном диоде,

$$P = U_{пр,ср}\, I_{вп,ср},$$

где $I_{вп,ср}$ — выпрямленный диодом ток.

Рассчитанные по графику радиаторы обеспечивают перепад температуры между металлическим корпусом полупроводникового прибора и окружающей средой 25°C. Следовательно, германиевые приборы с такими радиаторами могут работать при температуре окружающей среды до 50, а кремниевые до 100°C. График на рис. 12.48 пригоден также для расчета радиаторов для транзисторов; при этом за исходную нужно брать мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора.

Таблица 12.72. **Выпрямительные диоды средней мощности**

Тип	$U_{обр,\ и\ max}$, В	$I_{вп,\ ср\ max}$, А	$U_{пр,\ ср}$ (при $I_{вп,\ ср}$, А), В, не более	$I_{обр,\ ср}$ (при $U_{обр\ max}$), мА, не более	$I_{пр,\ и\ max}^*$, А	f_{max}, кГц
КД202А	50	5	0,9(5)	0,8	9	1,2
КД202Б	50	3,5	0,9(3,5)	0,8	9	1,2
КД202В	100	5	0,9(5)	0,8	9	1,2
КД202Г	100	3,5	0,9(3,5)	0,8	9	1,2
КД202Д	200	5	0,9(5)	0,8	9	1,2
КД202Е	200	3,5	0,9(3,5)	0,8	9	1,2
КД202Ж	300	5	0,9(5)	0,8	9	1,2
КД202И	300	3,5	0,9(3,5)	0,8	9	1,2
КД202К	400	5	0,9(5)	0,8	9	1,2
КД202Л	400	3,5	0,9(3,5)	0,8	9	1,2
КД202М	500	5	0,9(5)	0,8	9	1,2
КД202Н	500	3,5	0,9(3,5)	0,8	9	1,2
КД202Р	600	5	0,9(5)	0,8	9	1,2
КД202С	600	3,5	0,9(3,5)	0,8	9	1,2
КД203А	600	10	1,0(10)	1,5	30	1,0
КД203Б	800	10	1,0(10)	1,5	30	1,0
КД203В	800	10	1,0(10)	1,5	30	1,0
КД203Г	1000	10	1,0(10)	1,5	30	1,0
КД203Д	1000	10	1,0(10)	1,5	30	1,0
КД204А	400	0,3	1,4(0,6)	0,15	0,4	50
КД204Б	200	0,35	1,4(0,6)	0,1	0,4	50
КД204В	50	0,6	1,4(0,6)	0,05	0,4	50
КД205А	500	0,5	1(0,5)	0,1	0,8	50
КД205Б	400	0,5	1(0,5)	0,1	0,8	50
КД205В	300	0,5	1(0,5)	0,1	0,8	50
КД205Г	200	0,5	1(0,5)	0,1	0,8	50
КД205Д	100	0,5	1(0,5)	0,1	0,8	50
КД205Е	500	0,3	1(0,3)	0,1	0,8	50
КД205Ж	600	0,5	1(0,5)	0,1	0,8	50
КД205И	700	0,3	1(0,3)	0,1	0,8	50
КД205К	100	0,7	1(0,7)	0,1	0,8	50
КД205Л	200	0,7	1(0,7)	0,1	0,8	50
КД206А	400	10	1,2(10)	0,7	—	1
КД206Б	500	10	1,2(10)	0,7	—	1
КД206В	600	10	1,2(10)	0,7	—	1
КД208А	100	1,5	1,0(1)	0,1	—	1
КД208Б	100	1,5	1,0(1)	0,1	15	—
КД209А	400	0,7	1(0,7)	0,1	15	1
КД209Б	600	0,7	1(0,7)	0,1	15	1
КД209В	800	0,5	1(0,5)	0,1	15	1
КД210А	800	10	1(10)	1,5	50	1
КД210Б	800	10	1(10)	1,5	50	1
КД210В	1000	10	1(10)	1,5	50	1
КД210Г	1000	10	1(10)	1,5	50	1
КД212А	200	1	1(1)	0,5	50	100
КД212Б	200	1	1,2(1)	0,1	50	100
КД213А	200	10	1(10)	0,2	100	100
КД213Б	200	10	1,2(10)	0,2	100	100
КД213В	200	10	1,2(10)	0,2	100	100

* Значения $I_{пр,\ и\ max}$ даны при $\tau_и = 1,5$ с для КД202А—КД202Р и КД203А—КД203Г; при $\tau_и = 0,02$ мс для КД209А—КД209В; при $\tau_и \leq 1$ с для КД205А—КД205Л.

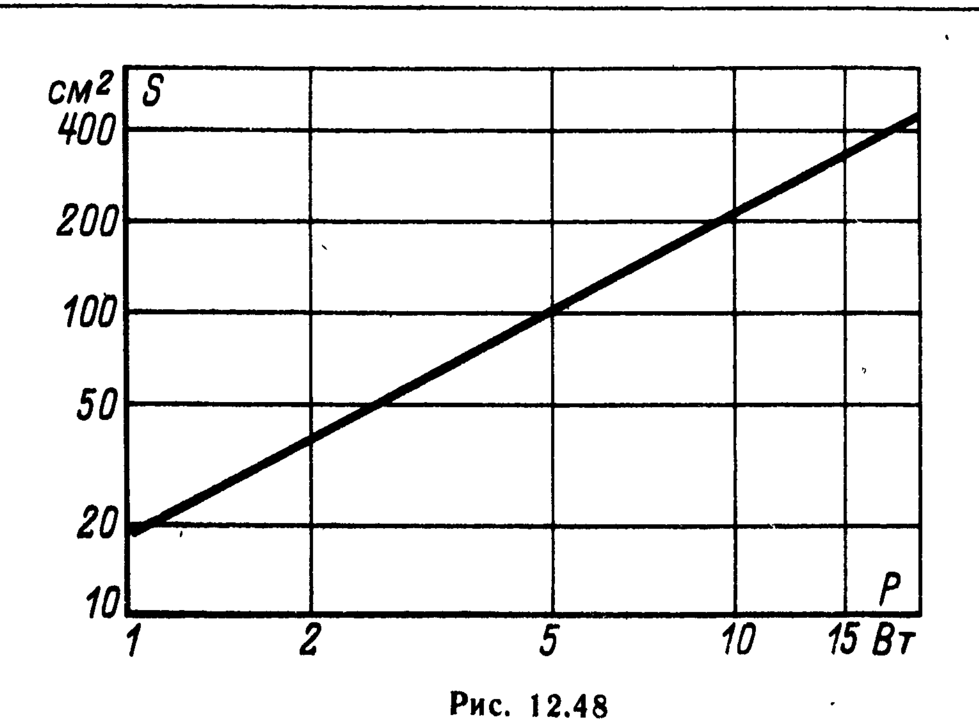


Рис. 12.48

Выпрямительные блоки и столбы

Свойства выпрямительных блоков и столбов определяются такими же параметрами, как и диодов (табл. 12.73 — 12.75, рис. 12.49—12.52). Для блока, содержащего несколько плеч, даются параметры $I_{вп,ср\,max}$; $U_{обр,и\,max}$; $U_{пр,ср}$; $I_{обр,ср}$ для каждого плеча. Для блока по однофазной мостовой схеме, кроме того, даются следующие параметры.

Таблица 12.73. **Выпрямительные блоки средней мощности**

Тип	$U_{обр,и\,max}$, В	$I_{вп,\,ср\,max}$, А	$I_{х.х}$ (при $U_{обр\,max}$), мкА, не более	$U_{к.з.}$ (при $I_{вп.ср\,max}$), В, не более
Однофазный мост				
КЦ402А	600	1,0	125	4
КЦ402Б	500	1,0	125	4
КЦ402В	400	1,0	125	4
КЦ402Г	300	1,0	125	4
КЦ402Д	200	1,0	125	4
КЦ402Е	100	1,0	125	4
КЦ402Ж	600	0,6	125	4
КЦ402И	500	0,6	125	4
Два электрически не соединенных однофазных моста				
КЦ403А	600	1,0	125	4
КЦ403Б	500	1,0	125	4
КЦ403В	400	1,0	125	4
КЦ403Г	300	1,0	125	4
КЦ403Д	200	1,0	125	4
КЦ403Е	100	1,0	125	4
КЦ403Ж	600	0,6	125	4
КЦ403И	500	0,6	125	4
Два электрически не соединенных однофазных моста с предохранителями типа ПМ				
КЦ404А	600	1,0	125	4
КЦ404Б	500	1,0	125	4
КЦ404В	400	1,0	125	4
КЦ404Г	300	1,0	125	4
КЦ404Д	200	1,0	125	4
КЦ404Е	100	1,0	125	4
КЦ404Ж	600	0,6	125	4
КЦ404И	500	0,6	125	4
Однофазный мост				
КЦ405А	600	1,0	125	4
КЦ405Б	500	1,0	125	4
КЦ405В	400	1,0	125	4
КЦ405Г	300	1,0	125	4
КЦ405Д	200	1,0	125	4
КЦ405Е	100	1,0	125	4
КЦ405Ж	600	0,6	125	4
КЦ405И	500	0,6	125	4
Однофазные мосты				
КЦ407А	300	0,5	5	2,5
КЦ409А	600	3	3	2,5
КЦ409Б	500	3	3	2,5
КЦ409В	400	3	3	2,5
КЦ409Г	300	3	3	2,5
КЦ409Д	200	3	3	2,5
КЦ409Е	100	3	3	2,5
КЦ409Ж	200	6	3	2,5
КЦ409И	100	6	3	2,5
КЦ410А	50	3	50	1,2
КЦ410Б	100	3	50	1,2
КЦ410В	200	3	50	1,2
КЦ412А	50	1	50	1,2
КЦ412Б	100	1	50	1,2
КЦ412В	200	1	50	1,2

Окончание таблицы 12.73

Примечания. 1. Максимальная частота подводимого переменного напряжения: 20 кГц для КЦ407А, 15 кГц для блоков остальных типов.

2. $U_{к.з}$ дано при $I_{к.з}=0{,}2$ А для КЦ407А; $I_{к.з}=1{,}5$ А для КЦ410А-В; $I_{к.з}=0{,}5$ А для КЦ412А — КЦ412В.

Таблица 12.74. **Выпрямительные высоковольтные кремниевые столбы**

Тип	$U_{обр\,max}$, кВ	$I_{вп,ср\,max}$, А	$U_{пр,ср}$, В, не более	$I_{обр}$, мкА, не более
КЦ105А	2	0,1	3,5	100
КЦ105Б	4	0,1	3,5	100
КЦ105В	6	0,1	7	100
КЦ105Г	8	0,075	7	100
КЦ105Д	10	0,05	7	100
КЦ106А	4	0,01	25	10
КЦ106Б	6	0,01	25	10
КЦ106В	8	0,01	25	10
КЦ106Г	10	0,01	25	10
КЦ106Д	2	0,01	25	10
КЦ109А	6	0,3	7	10
КЦ201А	2	0,5	3	100
КЦ201Б	4	0,5	3	100
КЦ201В	6	0,5	6	100
КЦ201Г	8	0,5	6	100
КЦ201Д	10	0,5	6	100
КЦ201Е	15	0,5	10	100

Примечания. 1. Значения $U_{пр,ср}$ даны при $I_{вп,\,ср\,max}$.

2. Значения $I_{обр}$ даны при $U_{обр\,max}$.

3. Максимальный прямой импульсный ток для КЦ106А—КЦ106Д при $\tau_и=50$ мкс составляет 1 А.

4. Максимальная частота подводимого переменного напряжения для КЦ106А—КЦ106Д 20 кГц, для столбов остальных типов 1 кГц.

Таблица 12.75. **Высоковольтные селеновые выпрямительные столбы**

Тип	$U_{обр\,max}$, кВ	$I_{вп,\,ср\,max}$, мА	Длина столба L, мм, не более
3ГЕ130АФ	3	0,06	—
3ГЕ220АФ	5	0,06	135
5ГЕ40АФ	1	1,2	100
5ГЕ60АФ	1,5	1,2	106
5ГЕ80АФ	2	1,2	112
5ГЕ100АФ	2,5	1,2	120
5ГЕ140АФ	3,5	1,2	130
5ГЕ200АФ	5	1,2	150
5ГЕ600АФ	15	1,2	180

Примечания. 1. Столбы, обозначение которых начинается с цифры 3, имеют ∅ 4 мм, а с цифры 5—6 мм (5ГЕ600АФ имеет ∅9 мм).

2. $I_{вп,\,ср\,max}$ — максимальное допустимое значение выпрямленного тока при использовании столба в однополупериодном выпрямителе с активной нагрузкой.

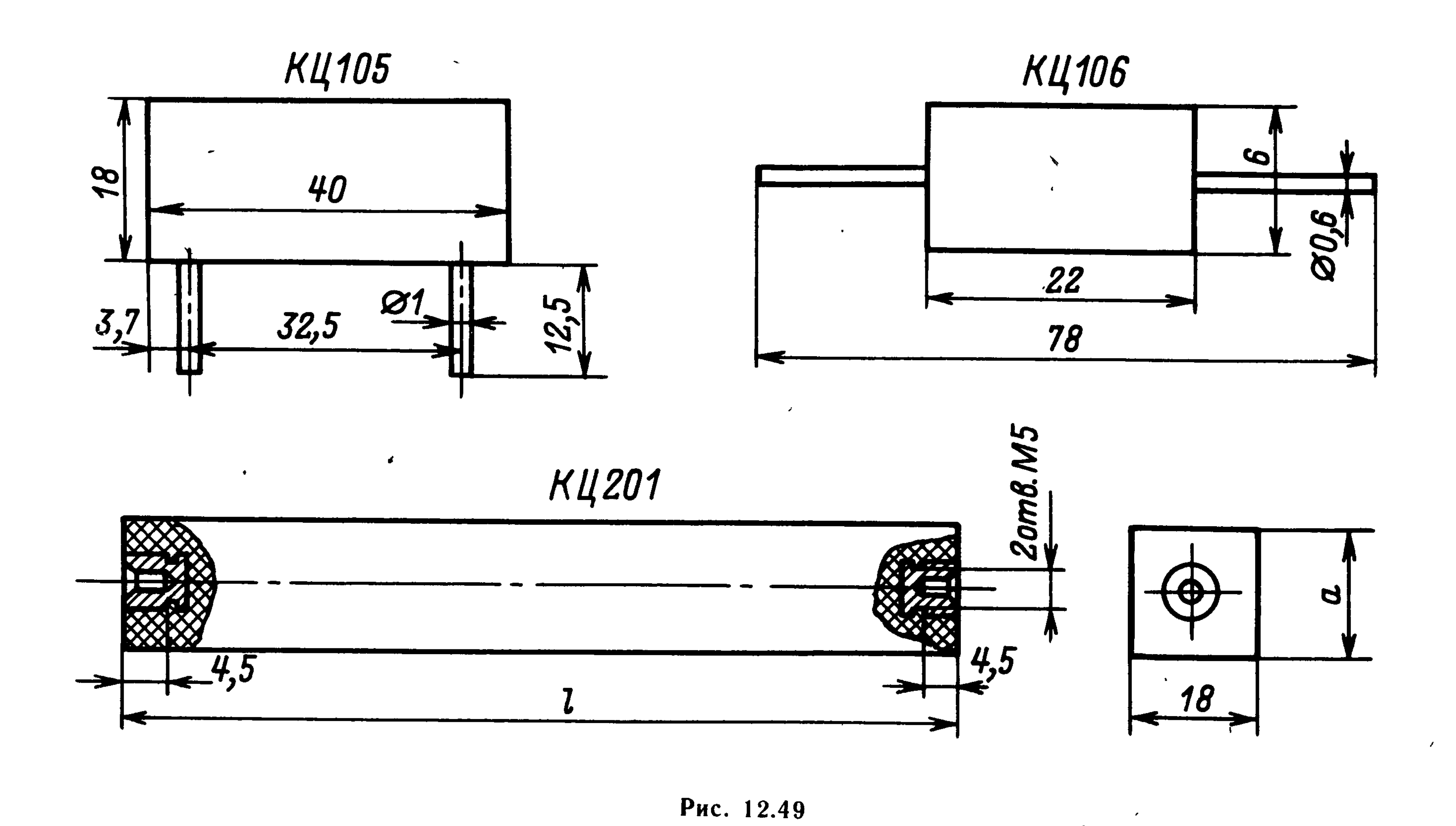


Рис. 12.49

КЦ401А

2отв.Ø4,2

КЦ401Г

2отв.Ø4

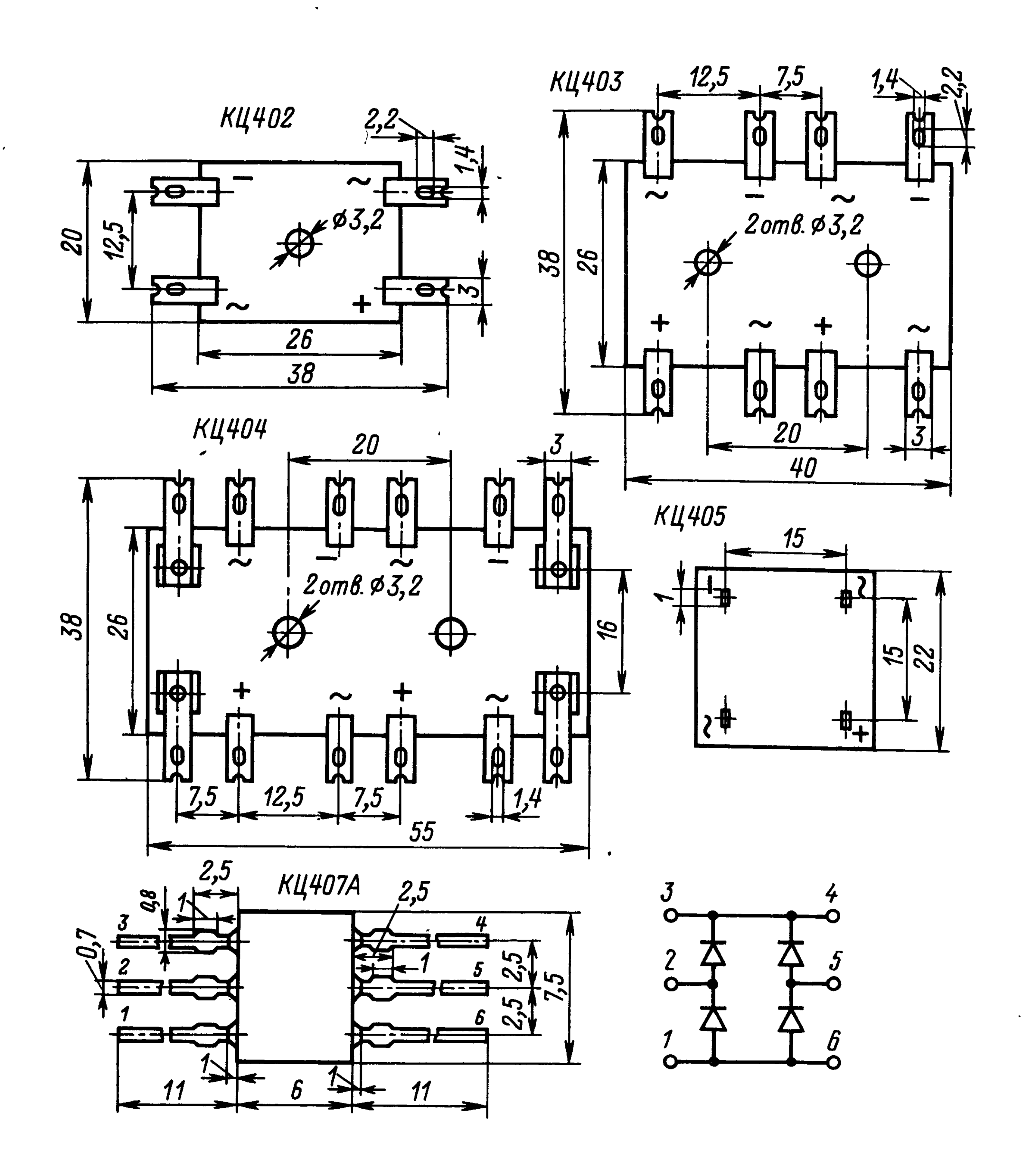
КЦ401Б, КЦ401В

2отв.Ø4,2

КЦ401Д

КЦ401Б – КЦ401Д

Рис. 12.50


КЦ402
КЦ403
КЦ404
КЦ405
КЦ407А
2отв. ⌀3,2
⌀3,2

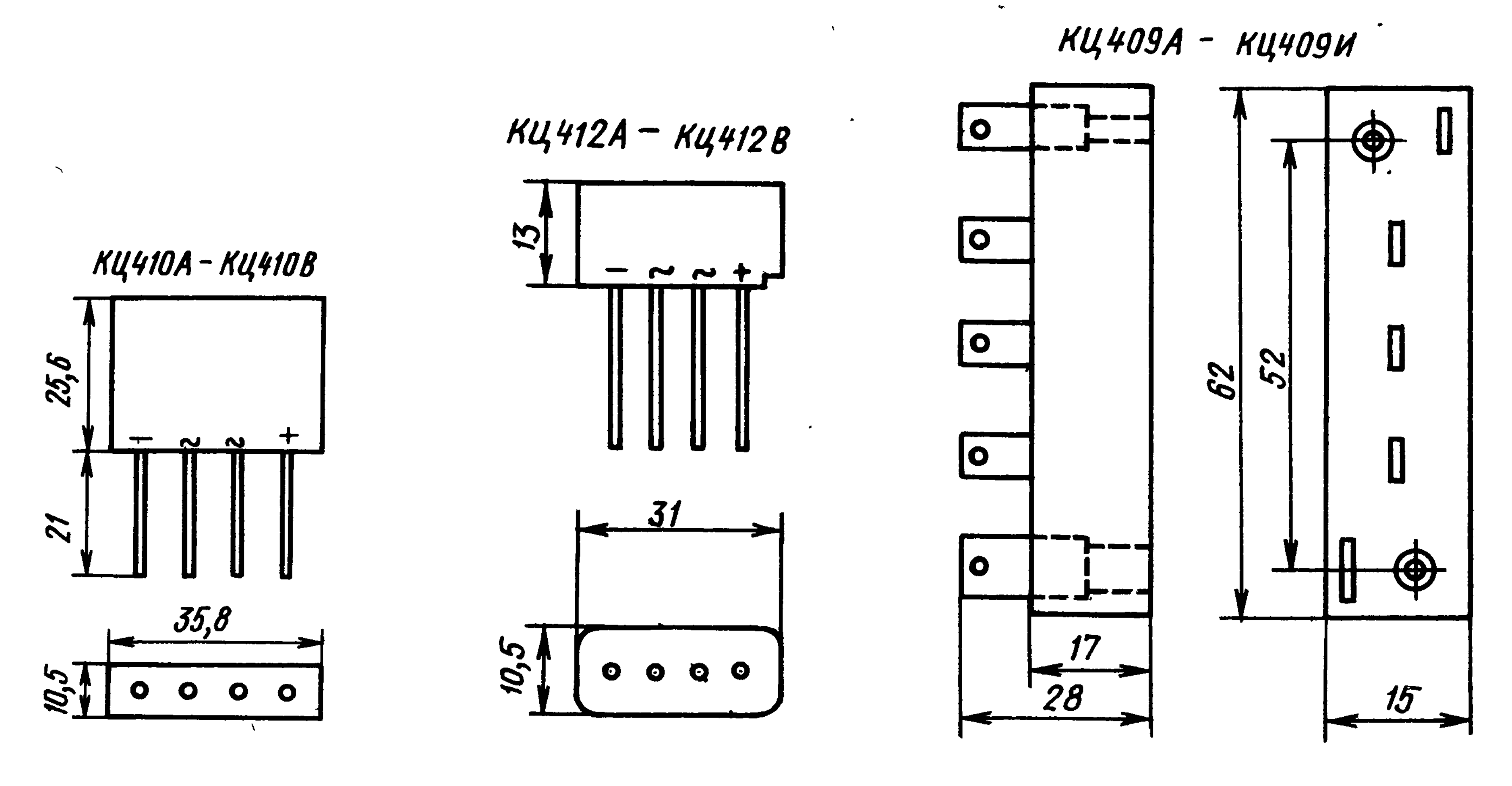

КЦ410А - КЦ410В
КЦ412А – КЦ412В
КЦ409А - КЦ409И

Рис. 12.51

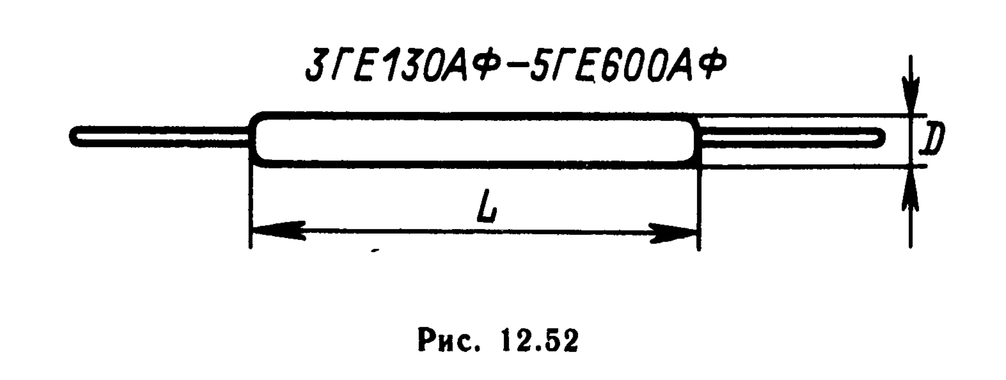


Рис. 12.52

Ток холостого хода $I_{х.х}$ — среднее значение (постоянная составляющая) тока на входе моста, работающего без нагрузки.

Напряжение короткого замыкания $U_{к.з}$ — среднее значение (постоянная составляющая) напряжения на входе короткозамкнутого по выходу моста при протекании на выходе максимально допустимого выпрямленного тока.

Параметры $I_{х.х}$ и $U_{к.з}$ характеризуют симметрию моста; чем больше $I_{х.х}$ и $U_{к.з}$, тем больше нагрузка со стороны моста на трансформатор питания и больше пульсации на выходе выпрямителя.

Высокочастотные (универсальные) и импульсные диоды

Высокочастотные (универсальные) диоды используют для выпрямления токов, модуляции и детектирования сигналов с частотой до нескольких сотен мегагерц. Импульсные диоды используют в качестве ключевых элементов при импульсах микросекундной и наносекундной длительности.

Максимально допустимые обратные напряжения $U_{обр\max}$ ($U_{обр,\ и\ \max}$) — постоянные (импульсные) обратные напряжения, превышение которых резко сокращает долговечность диода или приводит к немедленному повреждению его. При повышении температуры обратное напряжение, как правило, снижается.

Постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ — падение напряжения на диоде при протекании через него постоянного прямого тока $I_{пр}$, заданного ГОСТ или ТУ.

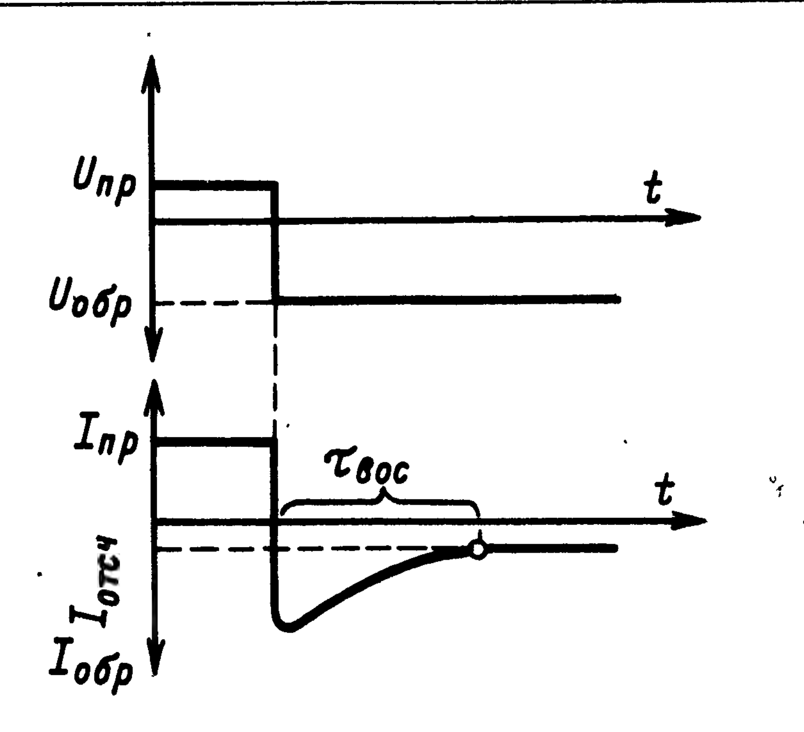


Рис. 12.53

Постоянный обратный ток $I_{обр}$ — ток через диод при постоянном обратном напряжении на нем; $I_{обр}$ измеряется, как правило, при максимальном обратном напряжении $U_{обр\max}$. Ток $I_{обр}$ является одним из важнейших показателей качества диода. Чем меньше обратный ток, тем качественнее диод. Для каждого типа диода установлено наибольшее значение обратного тока, при превышении которого диод считается некондиционным.

Емкость диода $C_д$ — емкость между выводами при заданном напряжении. При увеличении обратного напряжения емкость уменьшается.

При коротких импульсах необходимо учитывать инерционность включения и выключения диодов.

Время восстановления обратного сопротивления $t_{вос}$ интервал времени от момента переключения до момента, когда обратный ток уменьшается до заданного уровня отсчета $I_{отсч}$. Если на диод, через который протекал прямой ток, подать обратное напряжение, то диод закроется не мгновенно; возникает импульс обратного тока, превышающий его установившееся значение (рис. 12.53). Этот импульс обусловлен рассасыванием накопленного в базе диода заряда — заряда переключения $Q_{пк}$. Приближенно $Q_{пк} = t_{вос} I_{обр,и}$.

Основные параметры высокочастотных и импульсных диодов и их маркировка представлены в табл. 12.76, 12.77; габаритные чертежи на рис. 12.54.

Таблица 12.76. **Высокочастотные (универсальные) диоды**

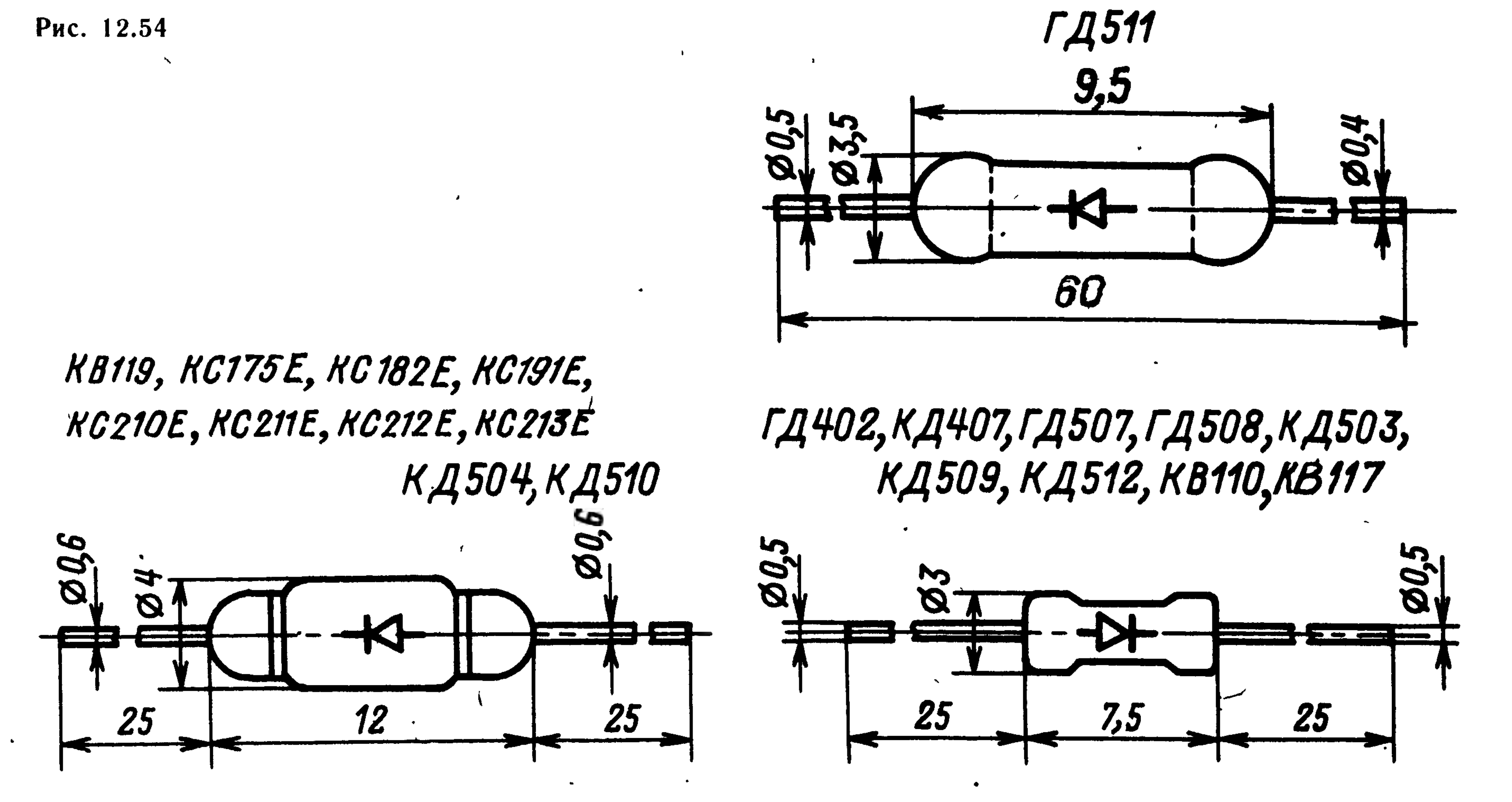
Тип	$U_{обр\max}$, В	$I_{пр\max}$, ($I_{пр,\ и\ \max}$), мА	$I_{обр}$ (при $U_{обр}$, В), мкА, не более	$U_{пр}$ (при $I_{пр}$, мА), В, не более	$C_д$ (при $U_{обр}$, В), пФ, не более
			Германиевые		
ГД113А	115	15(48)	—	1(30)	—
ГД402А	15	30(100)	100(10)	0,45(15)	0,8(5)
ГД402Б	15	30(100)	100(10)	0,45(15)	0,8(5)
ГД403А	5	—	—	0,5(5)	—
ГД403Б	5	—	—	0,5(5)	—
ГД403В	5	—	—	0,5(5)	—
			Кремниевые		
КД407А	24	50(500)	0,5(24)	1(50)	5(1)
КД409А	24	50(500)	0,5(24)	1(50)	15(1)
КД413А	24	20	—	1(20)	0,7(0)
КД413Б	24	20	—	1(20)	0,7(0)

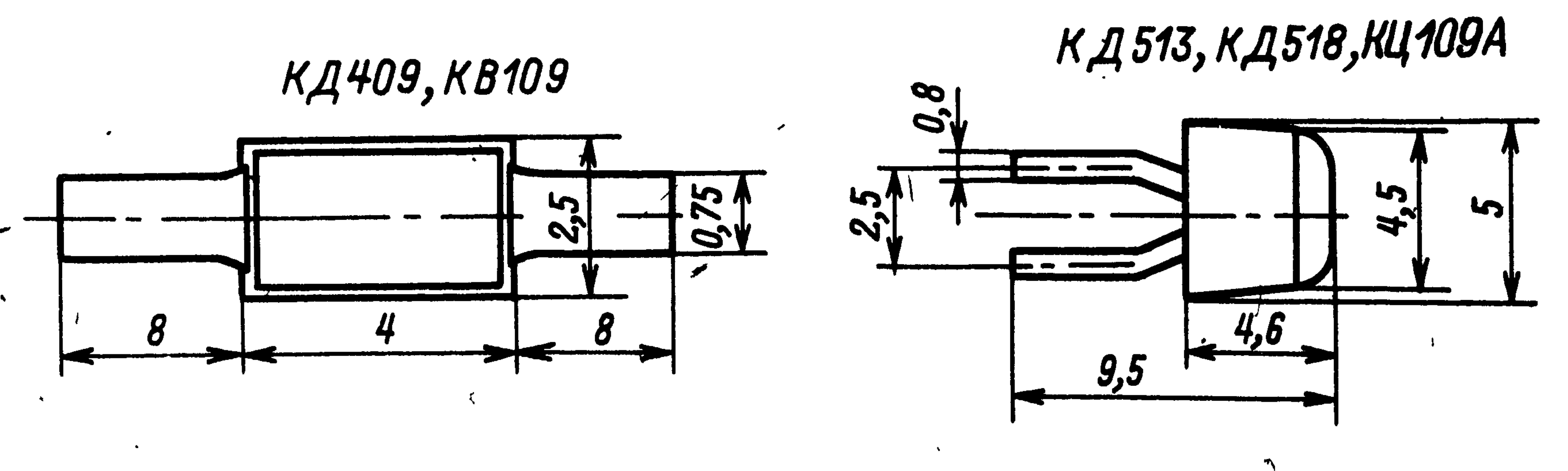
Таблица 12.77. **Импульсные диоды**

Тип	$U_{обр\,max}$ ($U_{обр,\,и\,max}$), В	$U_{пр}$ (при $I_{пр}$, мА), В, не более	$I_{пр\,max}$ ($I_{пр,\,и\,max}$), мА	$I_{обр}$ (при $U_{обр\,max}$), мкА, не более	$C_д$ (при $U_{обр}$, В), пФ, не более	$t_{вос}$, нс, не более; [Q, пк] (при $I_{пр}$, $U_{обр.и}$, мА, В), пКл, не более
ГД507А	20	0,5(5)	16(100)	50	0,8(5)	100(20; 10)
ГД508А	8	0,7(10)	10(30)	60	0,75(0,5)	20(10; 5)
ГД508Б	8	0,65(10)	10(30)	100	0,75(0,5)	20(10; 5)
ГД511А	12	0,6(5)	15(50)	50	1(5)	100(10; 10)
ГД511Б	12	0,6(5)	15(50)	100	1(5)	[40] (10; 10)
ГД511В	12	0,6(5)	15(50)	200	1(5)	[100] (10; 10)
КД503А	30	1,0(10)	20(200)	10	5(0—0,05)	10(10; 10)
КД503Б	30	1,2(10)	20(200)	10	2,5(0—0,05)	10(10; 10)
КД503В	10	1,3(10)	10(200)	1	6(0—0,05)	50(10; 10)
КД504А	40	1,2(100)	240(240)	2	25(5)	[15] (300; 30)
КД509А	50(70)	1,1(100)	100(1500)	5	4(0—0,05)	[400] (50; 10)
КД510А	50(70)	1,1(200)	200(1500)	5	4(0—0,05)	[400] (50; 10)
КД512А	15	1,0(10)	20(200)	5	1(5)	1(10; 10)
КД513А	50(70)	1,1(100)	100(1500)	5	4(0)	[400] (50; 10)
КД514А	10	1,0(10)	10(50)	5	0,9(0)	—
КД518А	—	0,57(1)	100(1500)	—	—	—
КД519А	30(40)	1,1(100)	30(300)	5	4(0)	[40] (50)
КД519Б	30(40)	1,1(100)	30(300)	5	2,5(0)	[40] (50)
КД520А	15	1,0(20)	20(50)	1	3(5)	4(10; 10)
КД521А	75(80)	1,0(50)	50(500)	1	10(0)	4(10; 10)
КД521Б	60(65)	1,0(50)	50(500)	1	10(0)	4(10; 10)
КД521В	50(55)	1,0(50)	50(500)	1	10(0)	4(10; 10)
КД521Г	30(40)	1,0(50)	50(500)	1	10(0)	4(10; 10)
КД521Д	12	1,0(50)	50(500)	1	10(0)	4(10; 10)
КД522А	30(40)	1,1(100)	100(1500)	2	4(0—0,05)	[400] (50; 10)
КД522Б	50(60)	1,1(100)	100(1500)	5	4(0—0,05)	[400] (50; 10)

Примечания 1 Значения $I_{пр,\,и\,max}$ для ГД511А-В даны при $\tau_и = 1$ мкс, для диодов остальных типов $\tau_и = 10$ мкс.
2. Цветная маркировка диодов: КД522А — два кольца на корпусе; КД522Б — три кольца; КД519А — белая точка со стороны «плюса»; КД519Б — красная точка.

Рис. 12.54





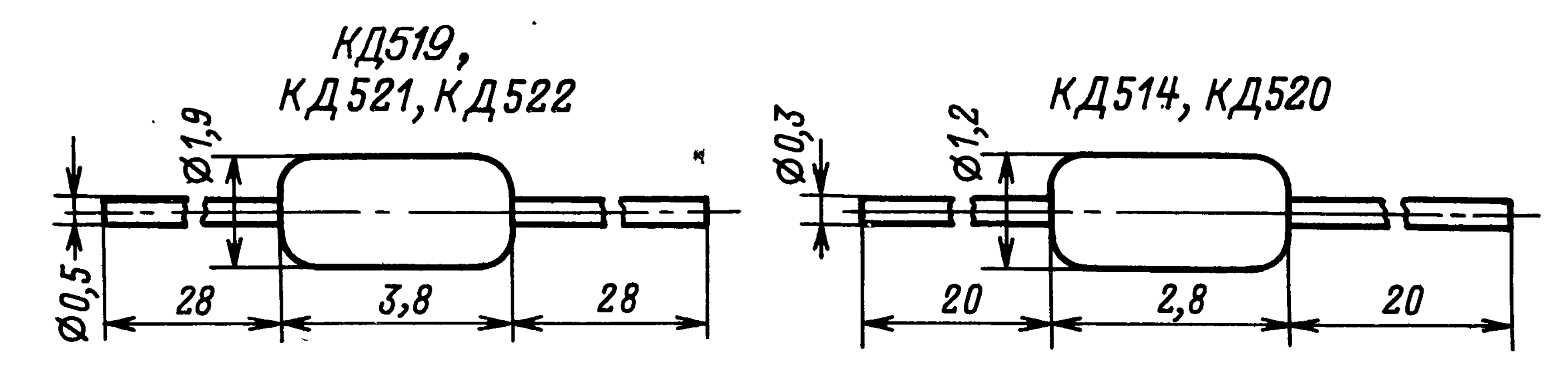


Рис. 12.54 (продолжение)

Варикапы

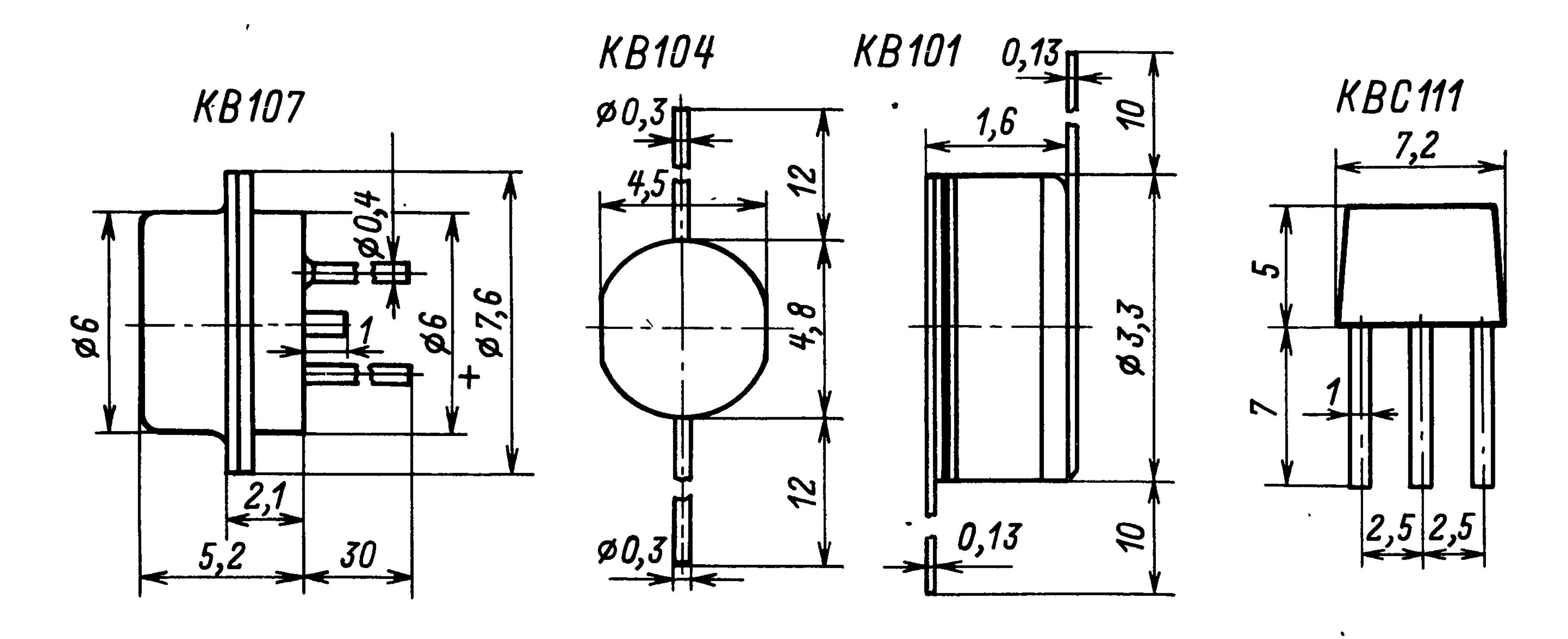
Варикап — диод, обычно используемый в качестве конденсатора переменной емкости; емкость изменяется при подаче на варикап постоянного обратного напряжения. Отрицательный полюс управляющего напряжения должен быть включен на вывод варикапа, обозначенный знаком плюс (рис. 12.55).

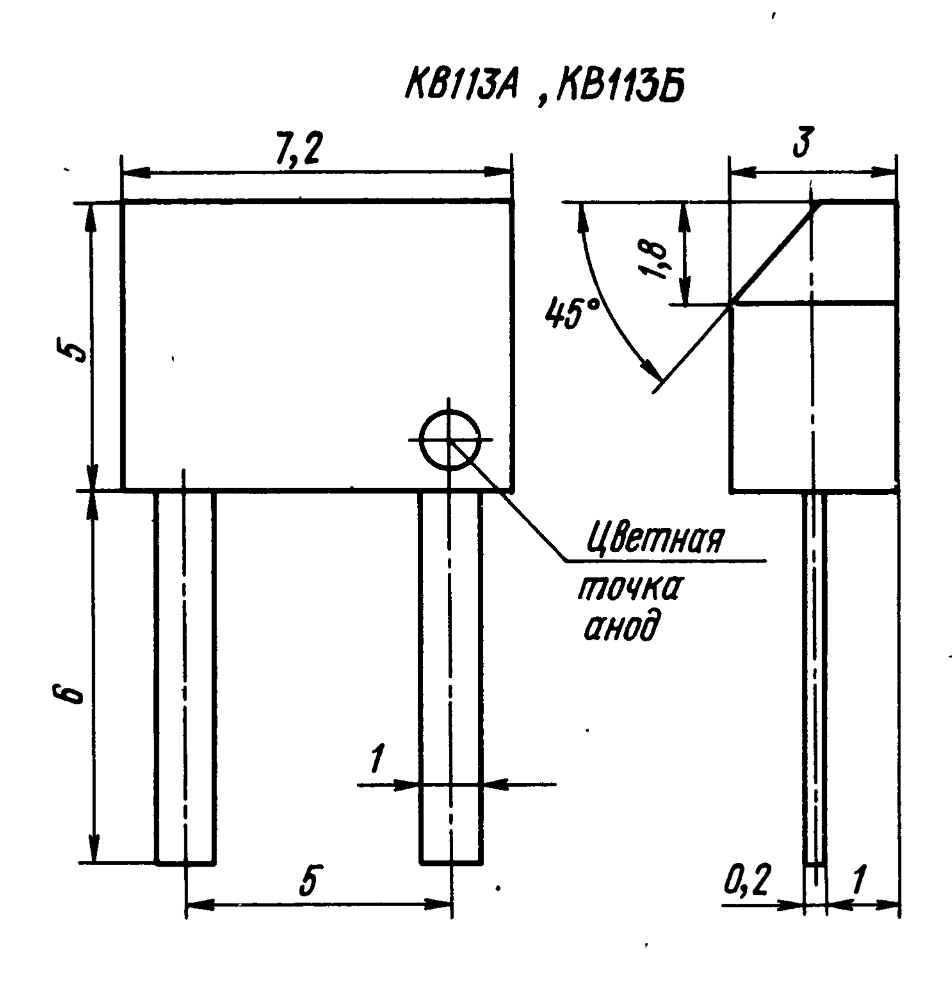
Основные параметры варикапов: *максимально допустимое обратное напряжение* $U_{\text{обр}\max}$; *постоянный обратный ток* $I_{\text{обр}}$, который измеряют при напряжении $U_{\text{обр}\max}$, а также следующие специфические для варикапов параметры (табл. 12.78).

Общая емкость $C_{\text{в}}$ — емкость при заданном обратном напряжении смещения.

Коэффициент перекрытия по емкости K_C — отношение общей емкости варикапа к его емкости при $U_{\text{обр}\max}$; для варикапов различных типов $K_C = 2{,}5 \div 6$.

Добротность варикапа $Q_{\text{в}}$ как подстроечного конденсатора равна отношению его емкостного сопротивления к эквивалентному последовательному сопротивлению потерь.





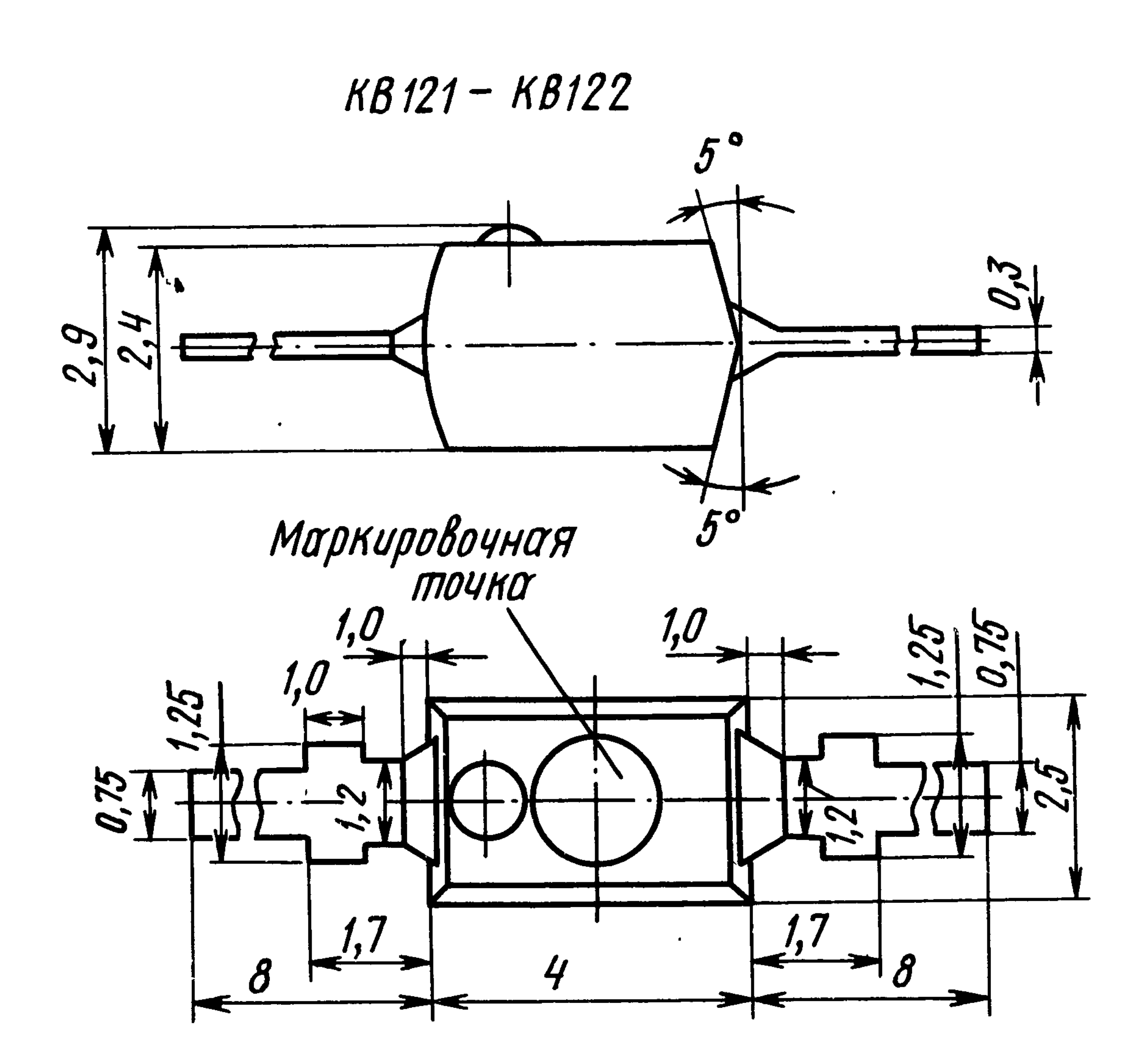


Рис. 12.55

Таблица 12.78. **Варикапы**

Тип	$C_в^1$, пФ	$U_{обр\,max}$, В	$Q_в^2$, не менее	$I_{обр}$ (при $U_{обр\,max}$ и $T_{окр}=25°C$), мкА, не более
КВ101А	160—240	4	12	1
КВ102А	14—23	45	40	1
КВ102Б	19—30	45	40	1
КВ102В	25—40	45	40	1
КВ102Г	19—30	45	100	1
КВ102Д	19—30	80	40	1
КВ103А	18—32	80	50	10
КВ103Б	28—38	80	40	10
КВ104А	90—120	45	100	5
КВ104Б	106—144	45	100	5
КВ104В	128—192	45	100	5
КВ104Г	95—143	80	100	5
КВ104Д	128—192	80	100	5
КВ104Е	95—143	45	150	5
КВ105А	400—600	90	500	50
КВ105Б	400—600	50	500	50
КВ106А	20—50	120	40	20
КВ106Б	15—35	90	60	20
КВ107А	10—40	5,5—16	20	100
КВ107Б	10—40	5,5—16	20	100
КВ107В	30—65	13—31	20	100
КВ107Г	30—65	13—31	20	100
КВ109А[3]	2,3—2,8	25	300	0,5
КВ109Б[3]	2,0—2,3	25	300	0,5
КВ109В[3]	8,0—16	25	160	0,5
КВ109Г[3]	8,0—17	25	160	0,5
КВ110А	12—18	45	300	1
КВ110Б	14—21	45	300	1
КВ110В	17—26	45	300	1
КВ110Г	12—18	45	150	1
КВ110Д	14—21	45	150	1
КВ110Е	17—26	45	150	1
КВС111А	29—36	30	200	1
КВС111Б	29—36	30	150	1

Окончание табл. 12.78

Тип	$C_в^1$, пФ	$U_{обр\,max}$, В	$Q_в^2$, не менее	$I_{обр}$ (при $U_{обр\,max}$ и $T_{окр}=25°C$), мкА, не более
КВ113А	54—81	150	300	10
КВ113Б	54—81	115	300	10
КВ115А	100—700	100	—	0,1(50)
КВ115Б	100—700	100	—	0,05(50)
КВ115В	100—700	100	—	0,01(50)
КВ117А	26—39	25	180	1
КВ117Б	26—39	25	150	1
КВ119А	168—252	12	100	1(10)
КВС120А	230—320	32	100	0,5(30)
КВС120Б	230—320	32	100	0,5(30)
КВ121А	4,3—6	30	200	0,5(28)
КВ121Б	4,3—6	30	150	0,5(28)
КВ122А	2,3—2,8	30	450	0,2(28)
КВ122Б	2—2,3	30	450	0,2(28)
КВ122В	1,9—3,1	30	300	0,2(28)
КВ123А	2,6—3,8	28	250	0,05(25)

[1] При $U_{обр}=0$ В для КВ115А—КВ115В; при $U_{обр}=1$ В для КВ119А, КВ120А, КВ120Б; при $U_{обр}=0{,}8$ В для КВ101А; $U_{обр}=25$ В для КВ109А и КВ109Б, КВ123А, КВ122А—КВ122В, КВ121А, КВ121Б; при $U_{обр}=3$ В для КВ109В и КВ109Г, КВ117А, КВ117Б; при $U_{обр}=4$ В для варикапов остальных типов.

[2] При $f=1$ МГц для КВ105А, КВ105Б, КВ119А, КВ120А, Б; при $f=10$ МГц для КВ104А—КВ104Е; КВ107А—КВ107Г, КВ113А, КВ113Б; при $f=50$ МГц для варикапов остальных типов.

[3] Варикапы предназначены для использования в резонаторах диапазона ДМВ.

Туннельные и обращенные диоды

У туннельных диодов на вольт-амперных характеристиках (рис. 12.56) имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Наличие такого участка позволяет использовать туннельные диоды в усилителях, генераторах синусоидальных и релаксационных колебаний и переключающих устройствах на частотах до сотен и тысяч мегагерц.

Параметры туннельных диодов (см. рис. 12.56 и табл. 12.79):

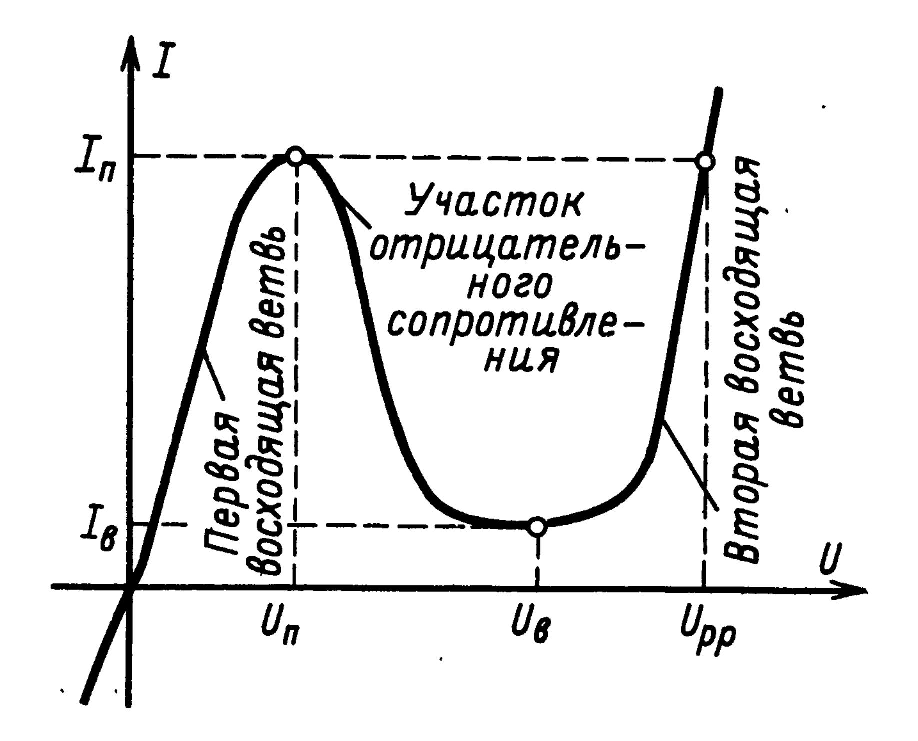


Рис. 12.56

Пиковый ток $I_п$ и *напряжение пика* $U_п$ — прямой ток и напряжение, соответствующие максимуму вольт-амперной характеристики.

Ток впадины $I_в$ и *напряжение впадины* $U_в$ — прямой ток и напряжение в точке минимума вольт-амперной характеристики.

Напряжение раствора $U_{рр}$ — прямое напряжение, большее напряжения впадины, при котором ток равен пиковому.

Емкость диода $C_д$ — емкость между выводами диода при заданном напряжении (обычно при напряжении $U_в$).

Предельный режим работы туннельного диода характеризуется *максимально допустимым постоянным* $I_{пр\,max}$ или *импульсным* $I_{пр,и\,max}$ прямым током.

Особенностью вольт-амперной характеристики обращенного диода (рис. 12.57) является то, что при малых напряжениях (до нескольких десятков милливольт) проводимость диода в обратном направлении много больше, чем в прямом. Поэтому диоды получили название обращенных, т. к. в качестве проводящей в них используется обратная ветвь вольт-амперной характеристики.

Обращенные диоды используются для выпрямления малых переменных напряжений и детектирования сигналов с частотой до нескольких сотен мегагерц. Параметрами обращенных диодов являются: *прямое* $U_{пр}$ и *обратное* $U_{обр}$ *напряжения* при заданных значениях тока; *прямой* $I_{пр\,max}$ и *обратный* $I_{обр\,max}$, *максимально допустимые токи и емкость диода* $C_д$ (табл. 12.80).

Таблица 12.79. **Туннельные диоды**

Тип	$I_п$, мА	$U_п$, мВ	$I_п/I_в$, не менее	$U_{рр}$, мВ	$U_{пр\,max}$, ($I_{пр\,max}$, мА)	$C_д$, пФ
АИ101А	0,75—1,25	160	5	—	0,5—0,6	4
АИ101Б	0,75—1,25	160	5	—	0,5—0,6	2—8
АИ101В	1,7—2,3	160	6	—	0,5—0,6	5
АИ101Д	1,7—2,3	160	6	—	0,5—0,6	2,5—10
АИ101Е	4,5—5,5	180	6	—	0,5—0,6	8
АИ101И	4,5—5,5	180	6	—	0,5—0,6	4,5—13
АИ201А	9—11	180	10	—	0,5—0,6	8
АИ201В	9—11	180	10	—	0,5—0,6	5—15
АИ201Г	18—22	200	10	—	0,5—0,6	10
АИ201Е	18—22	200	10	—	0,5—0,6	6—20
АИ201Ж	45—55	260	10	—	0,5—0,6	15
АИ201И	45—55	260	10	—	0,5—0,6	10—30
АИ201К	90—110	330	10	—	0,5—0,6	20
АИ201Л	90—110	330	10	—	0,5—0,6	10—50
АИ301А	1,6—2,4	180	8	650	(0,8—1,2)	12
АИ301Б	4,5—5,5	180	8	850—1150	(0,8—1,2)	25
АИ301В	4,5—5,5	180	8	1000—1300	(2,2—2,7)	25
АИ301Г	9—11	180	8	800	(4,5—5,5)	50
ГИ103А	1,3—1,7	74	4	—	(1,5)	1—2,1
ГИ103Б	1,3—1,7	74	4	—	(1,5)	0,8—1,6
ГИ103В	1,3—1,7	74	4	—	(1,5)	0,7—1,3
ГИ103Г	1,3—1,21	74	4	—	(1,5)	1—3,2

Таблица 12.80. **Обращенные диоды**

Тип	$U_{пр}$ (при $I_{пр}$, мА), мВ, не менее	$U_{обр}$ (при $I_{обр}$, мА), мВ, не более	$I_{пр\,max}$, мА	$I_{обр\,max}$, мА	$C_д$, пФ, не более
АИ402Б	600(0,1)	250(1,0)	0,05	1	4
АИ402Г	600(0,1)	250(1,0)	0,05	1	8
АИ402Е	600(0,2)	250(2,0)	0,05	2	8
АИ402И	600(0,4)	250(4,0)	0,05	4	10
ГИ401А	330(0,1)	90(1,0)	0,30	4	2,5
ГИ401Б	330(0,1)	90(1,0)	0,50	5,6	5
ГИ403А*	350(0,1)	120(3,0)	10	10	8

* Указаны максимально допустимые импульсные значения обратного и прямого токов при длительности импульса $\tau_и = 10$ мкс.

Габаритные чертежи туннельных и обращенных диодов даны на рис. 12.58.

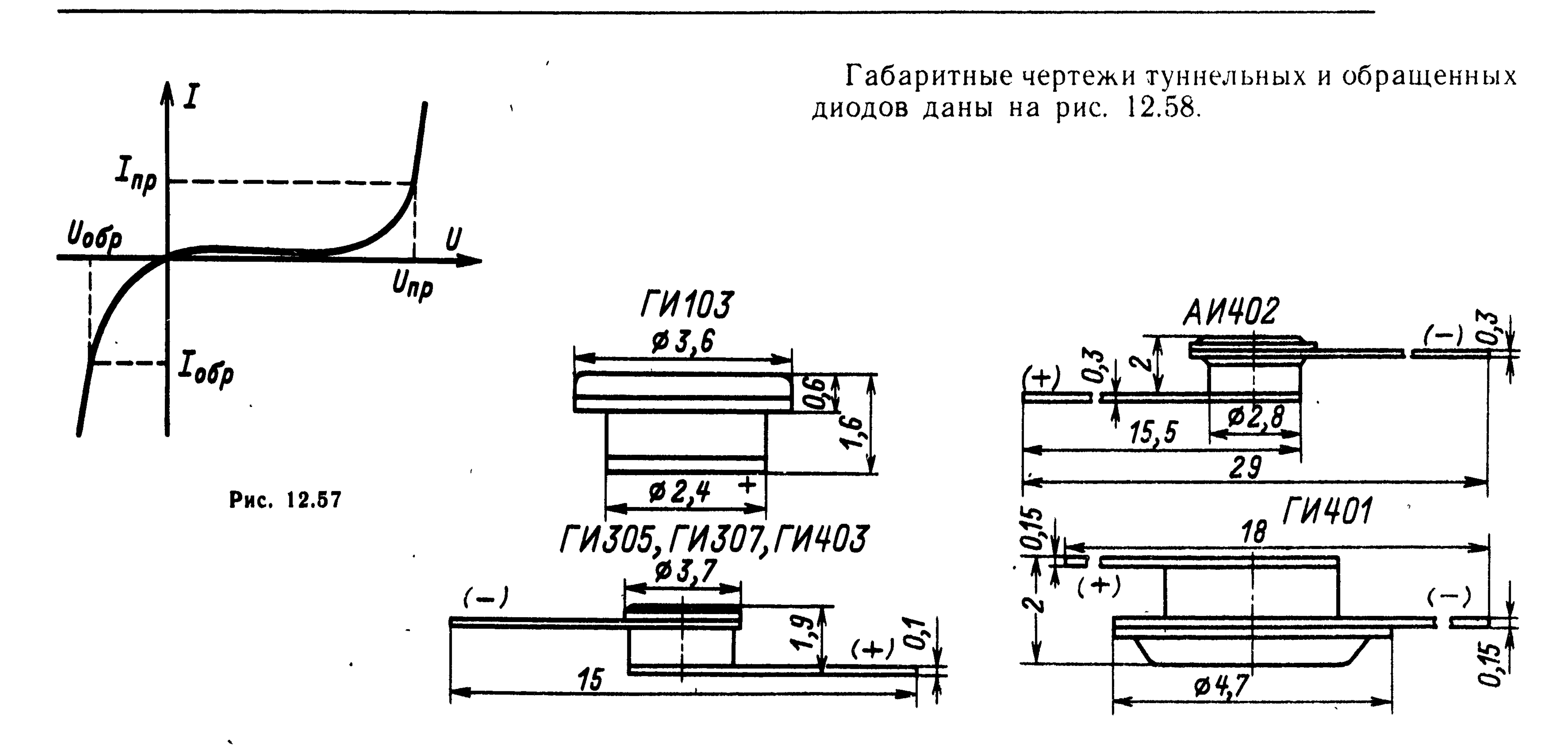
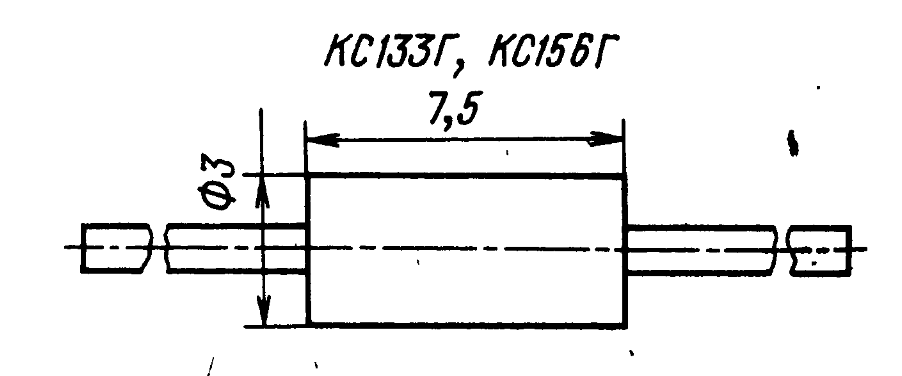


Рис. 12.57

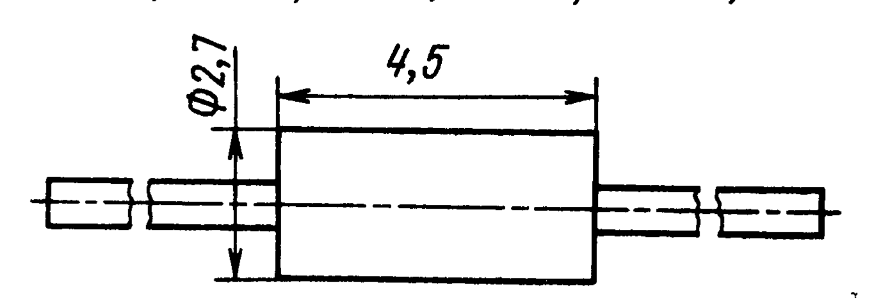
Рис. 12.58

Стабилитроны и стабисторы

Стабилитроны (рис. 12.59) и стабисторы (табл. 12.81—12.83) предназначены для стабилизации напряжения на нагрузке при изменении питающего напряжения в широких пределах. Рабочая точка стабилитрона находится на участке пробоя обратной ветви вольт-амперной



КС175Ж, КС182Ж, КС210Ж, КС212Ж, КС213Ж, КС215Ж, КС216Ж, КС218Ж, КС220Ж, КС222Ж, КС224Ж



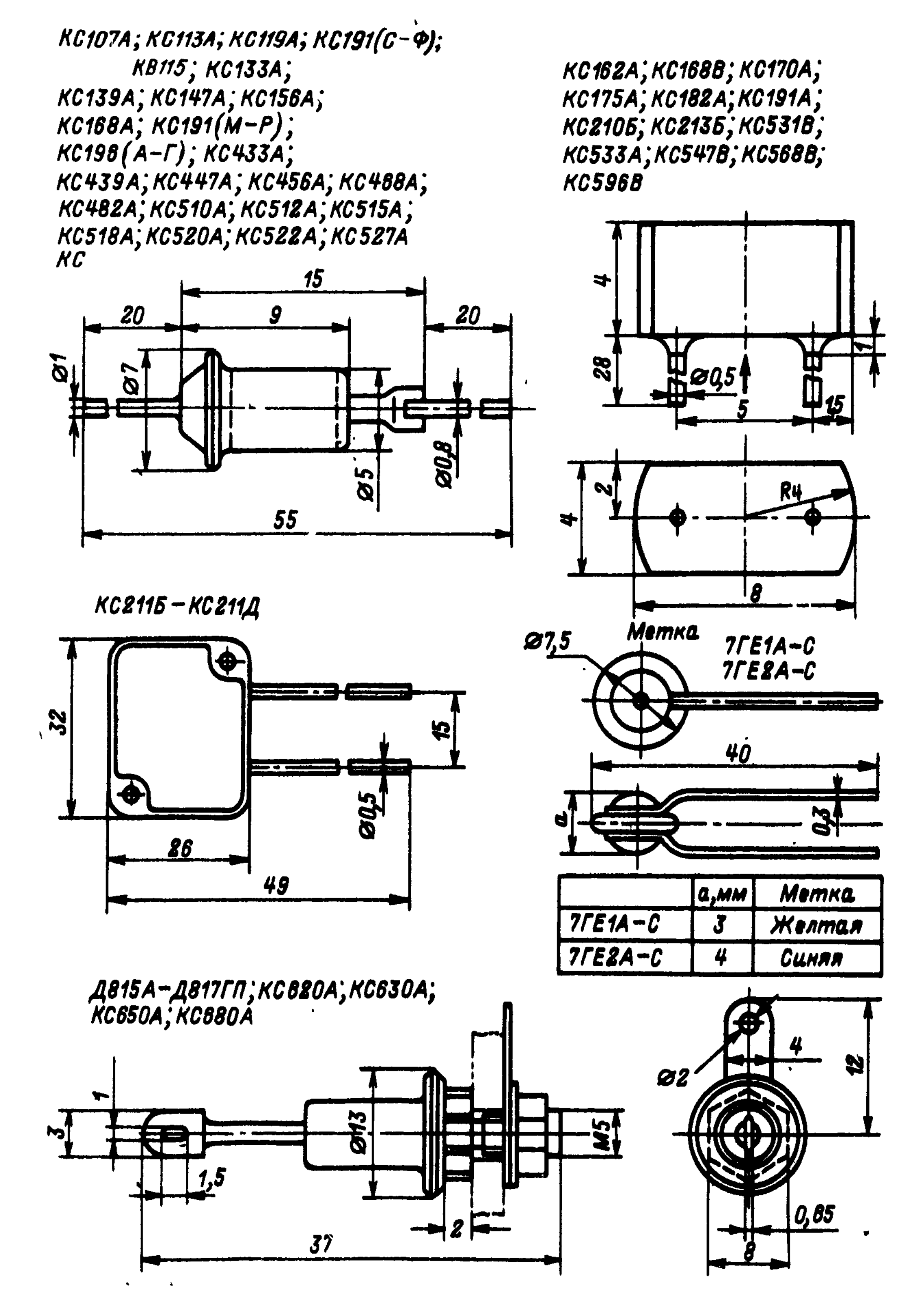


Рис. 12.59

Таблица 12.81. **Стабилитроны и стабисторы малой мощности**

Тип	$U_{ст}^* \pm \Delta U_{ст}$, В	$r_{ст}$ (при $I_{ст}$, мА), Ом, не более	$I_{ст\,max}$, мА ($I_{ст\,min}$, мА)
КС107А	0,7±0,07	7(10)	100(1)
КС113А	1,3±0,13	12(10)	100(1)
КС119А	1,9±0,19	15(10)	100(1)
КС133А	3,3±0,3	65(10)	81(3)
КС133Г	3,3±0,3	150(5)	37,5(1)
КС139А	3,9±0,4	60(10)	70(3)
КС139Г	3,9±0,4	150(5)	32(1)
КС147А	4,7±0,5	56(10)	58(3)
КС147Г	4,7±0,5	150(5)	26,5(1)
КС156А	5,6±0,6	46(10)	55(3)
КС156Г	5,6±0,6	100(5)	22,4(1)
КС162А	6,2±0,4	35(10)	22(3)
КС168А	6,8±0,7	28(10)	45(3)
КС168В	6,8±0,5	28(10)	20(3)
КС170А	7,0±0,35	20(10)	20(3)
КС175А	7,5±0,5	16(5)	18(3)
КС175Ж	7,5±0,4	40(4)	17(0,5)
КС182А	8,2±0,6	14(5)	17(3)
КС182Ж	8,2±0,8	40(4)	15(0,5)
КС191А	9,1±0,6	18(5)	15(3)
КС191М—КС191Р	9,1±0,5	18(10)	15(3)
КС191С-КС191Ф	9,1±0,5	18(10)	20(3)
КС191Ж	9,1±0,5	40(4)	14(0,5)
КС210Б	10±0,7	22(5)	14(3)
КС210Ж	10±1	40(4)	13(0,5)
КС211Б	11±1,5	15(10)	33(5)
КС211В	11±1,5	15(10)	33(5)
КС211Г	11±1	15(10)	33(5)
КС211Д	11±1	15(10)	33(5)
КС211Ж	11±0,6	40(4)	12(0,5)
КС212Ж	12±1,2	40(4)	11(0,5)
КС213Б	13±0,9	25(5)	10(3)
КС213Ж	13±0,7	40(4)	10(0,5)
КС215Ж	15±1,5	70(2)	8,3(0,5)
КС216Ж	16±0,8	70(2)	7,3(0,5)
КС218Ж	18±1,8	70(2)	6,9(0,5)
КС220Ж	20±1	70(2)	6,2(0,5)
КС222Ж	22±2,2	70(2)	5,7(0,5)
КС224Ж	24±1,2	70(2)	5,2(0,5)
7ГЕ1А-7ГЕ1С	0,65—0,79	50(1)	10
7ГЕ2А-7ГЕ2С	1,3—1,6	100(1)	10

* При $I_{ст}$=5 мА для КС175А, КС168А, КС191А, КС210Б, КС213Б; при $I_{ст}$=4 мА для КС175Ж, КС182Ж, КС191Ж, КС210Ж, КС211Ж, КС212Ж, КС213Ж; при $I_{ст}$=2 мА для КС215Ж, КС216Ж, КС218Ж, КС220Ж, КС222Ж, КС224Ж; при $I_{ст}$=10 мА для остальных типов приборов.

характеристики, рабочая точка стабистора — на прямой ветви. Работа стабистора основана на том, что при изменении прямого тока прямое напряжение на диоде меняется незначительно. Полярность подаваемого напряжения на стабилитрон должна быть такой, чтобы к аноду присоединялся отрицательный полюс. У стабистора к аноду присоединяется положительный полюс подаваемого напряжения.

Стабилитроны средней и большой мощности, имеющие в обозначении букву П (например Д815АП), предназначены для применения в устройствах, где с монтажным металлическим шасси должен соединяться отрицательный полюс стабилизированного напряжения. Стабилитроны с такими же параметрами без дополнительной

Таблица 12.82. **Стабилитроны средней и большой мощности**

Тип	$U_{ст}$, (при $I_{ст}$, мА), В	$r_{ст}$ (при $I_{ст}$, мА), Ом, не более	$I_{ст\,max}$, мА	$I_{ст\,min}$, мА
Д815А	5,6(1000)	0,9(1000)	1400	50
Д815Б	6,8(1000)	1,2(1000)	1150	50
Д815В	8,2(1000)	1,5(1000)	950	50
Д815Г	10(500)	2,7(500)	800	25
Д815Д	12(500)	3,0(500)	650	25
Д815Е	15(500)	3,8(500)	550	25
Д815Ж	18(500)	4,5(500)	450	25
Д816А	22(150)	10(150)	230	10
Д816Б	27(150)	12(150)	180	10
Д816В	33(150)	15(150)	150	10
Д816Г	39(150)	18(150)	130	10
Д816Д	47(150)	22(150)	110	10
КС433А	3,3(30)	25(30)	191	3,0
КС439А	3,9(30)	25(30)	176	3,0
КС447А	4,7(30)	18(30)	159	3,0
КС456А	5,6(30)	10(30)	139	3,0
КС468А	6,8(30)	5(30)	119	3,0
КС482А	8,2(5)	25(5)	96	1,0
КС510А	10(5)	25(5)	79	1,0
КС512А	12(5)	25(5)	67	1,0
КС515А	15(5)	25(5)	53	1,0
КС518А	18(5)	25(5)	45	1,0
КС520В	20(5)	120(5)	22	3,0
КС522А	22(5)	25(5)	37	1,0
КС527А	27(5)	40(5)	30	1,0
КС531В	31(10)	50(10)	15	3,0
КС533А	33(10)	40(10)	17	3,0
КС547В	47(5)	280(5)	10	3,0
КС551А	51(1,5)	200(1,5)	14,6	1,0
КС568В	68(5)	400(5)	10	3,0
КС591А	91(1,5)	400(1,5)	8,8	1,0
КС596В	96(5)	560(5).	7	3,0
КС600А	100(1,5)	450(1,5)	8,1	1,0
КС620А	120(15)	150(50)	42	5,0
КС630А	130(15)	180(50)	38	5,0
КС650А	150(15)	270(30)	33	2,5
КС680А	180(15)	330(30)	28	2,5

Примечание. Разброс напряжения стабилизации для КС551А, КС591А, КС600А ±5%; для остальных типов приборов ±15%.

буквы в обозначении (например, Д815А) предназначаются для устройств, где «заземляется» положительный полюс напряжения.

Напряжение стабилизации $U_{ст}$ — напряжение между выводами стабилитрона (стабистора) в рабочем режиме.

Ток стабилизации $I_{ст}$ — ток через стабилитрон, стабистор. (Не путать с током, который идет от стабилизатора в нагрузку!)

Минимальный ток стабилизации $I_{ст min}$ стабилитрона — наименьшее значение тока стабилизации, при котором режим пробоя устойчив. Для стабистора $I_{ст min}$ представляет собой значение прямого тока, ниже которого крутизна вольт-амперной характеристики резко уменьшается и соответственно дифференциальное сопротивление существенно увеличивается по сравнению с его значением на рабочем участке.

Максимально допустимый ток стабилизации $I_{ст max}$ наибольший ток стабилизации, при котором нагрев стабилитрона (стабистора) не выходит за допустимые пределы.

Дифференциальное сопротивление $r_{ст}$ — отношение приращения напряжения стабилизации к вызывающему его приращению тока стабилизации: $r_{ст} = \Delta U_{ст}/\Delta I_{ст}$.

Таблица 12.83. **Стабилитроны импульсные**

Тип	$U_{ст}$, (при $I_{ст}=5$ мА), В	$r_{ст}$ (при $I_{ст}=5$ мА), Ом не более	$I_{ст\,max}$ ($I_{ст}$, и max при $\tau_и \leq 10$ мкс $Q=10 \div 100$), мА	$I_{ст\,min}$, мА
КС175Е	7,5±0,4	30	17(200)	3
КС182Е	8,2±0,8	30	15(200)	3
КС191Е	9,1±0,5	30	14(200)	3
КС210Е	10±1	30	13(200)	3
КС211Е	11±0,6	30	12(200)	3
КС212Е	12±1,2	30	11(200)	3
КС213Е	13±0,7	30	10(200)	3

Полупроводниковые знакосинтезирующие индикаторы

Светоизлучающий диод (рис. 12.60) — специальный полупроводниковый прибор с одним переходом, в котором электрическая энергия непосредственно преобразуется в энергию светового излучения.

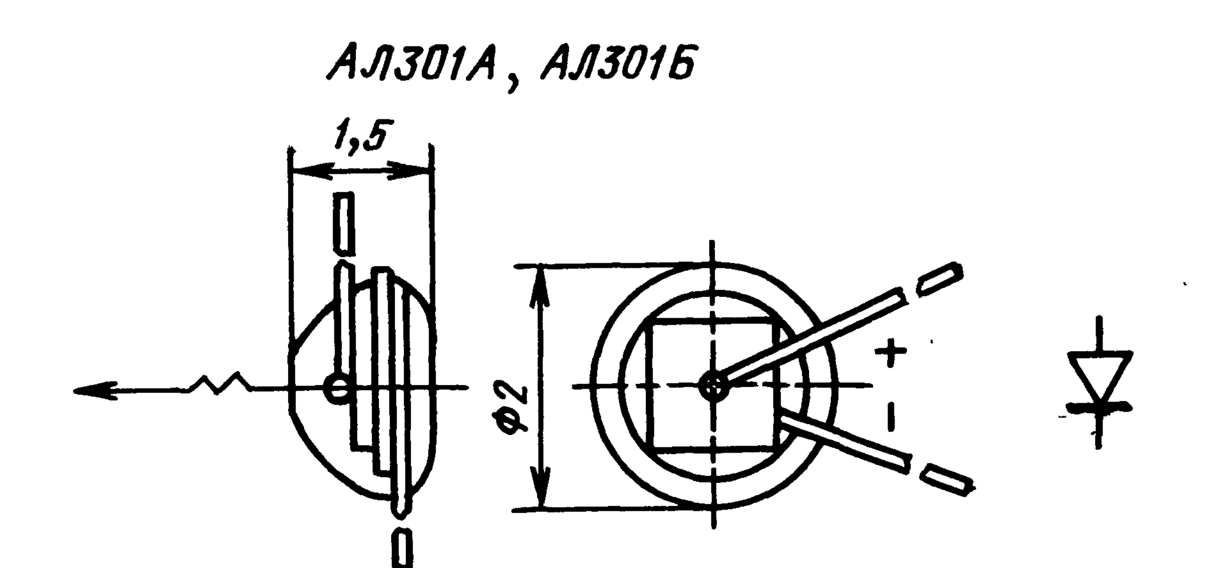
Знаковый индикатор (рис. 12.61) — полупроводниковый прибор, состоящий из нескольких светоизлучающих диодов. В зависимости от количества и расположения светоизлучающих диодов можно воспроизводить цифры, буквы, знаки, символы.

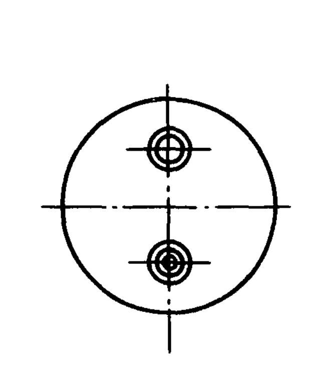
Линейная шкала (рис. 12.61) — полупроводниковый прибор, состоящий из нескольких светоизлучающих диодов расположенных вдоль одной линии. Шкалы предназначены для представления аналоговой информации.

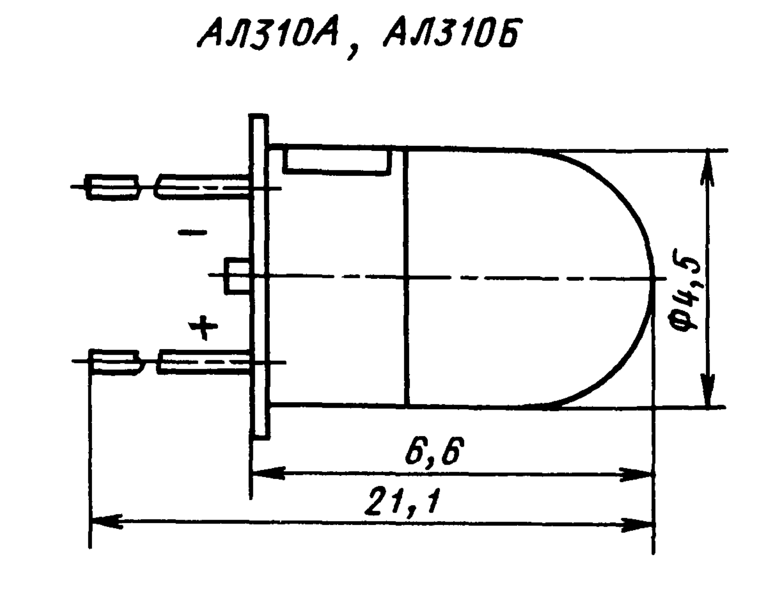
Основными параметрами светоизлучающих диодов, знаковых индикаторов и шкал являются *сила света* I_v (у некоторых приборов *яркость* L), *прямое напряжение* $U_{пр}$ при данном *прямом токе* $I_{пр}$ (табл. 12.84). Для знаковых индикаторов важным параметром является относительный *разброс по силе света* δI_v (яркости δL).

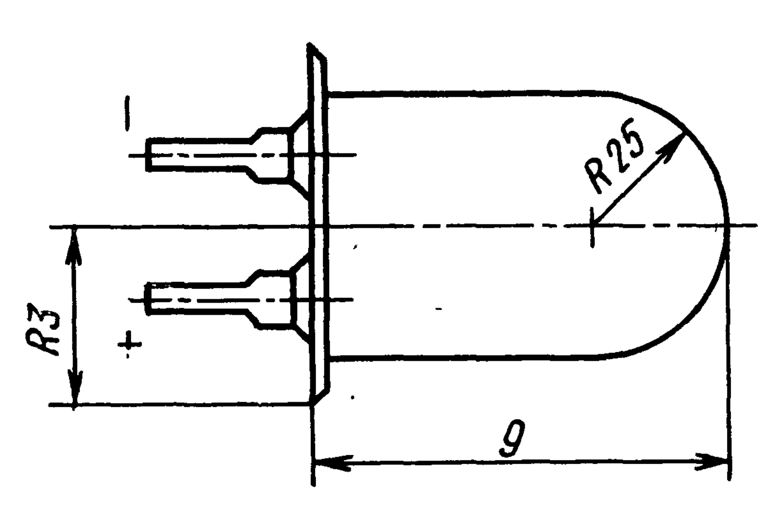
Индикаторы выпускают разного цвета свечения: красные, желтые, зеленые, оранжевые. Имеются одно- и многоразрядные индикаторы. Как правило, индикаторы работают в импульсном режиме.

Приведенные в табл. 12.84 значения максимального тока для знаковых индикаторов и шкал относятся к одному элементу.


АЛ301А, АЛ301Б
1,5
Φ2
+
–


АЛ307
Φ0,5
1,4
+
–
5
18
5,2


АЛ310А, АЛ310Б
–
+
Φ4,5
6,6
21,1


АЛ316А, АЛ316Б
–
R25
R3
+
9

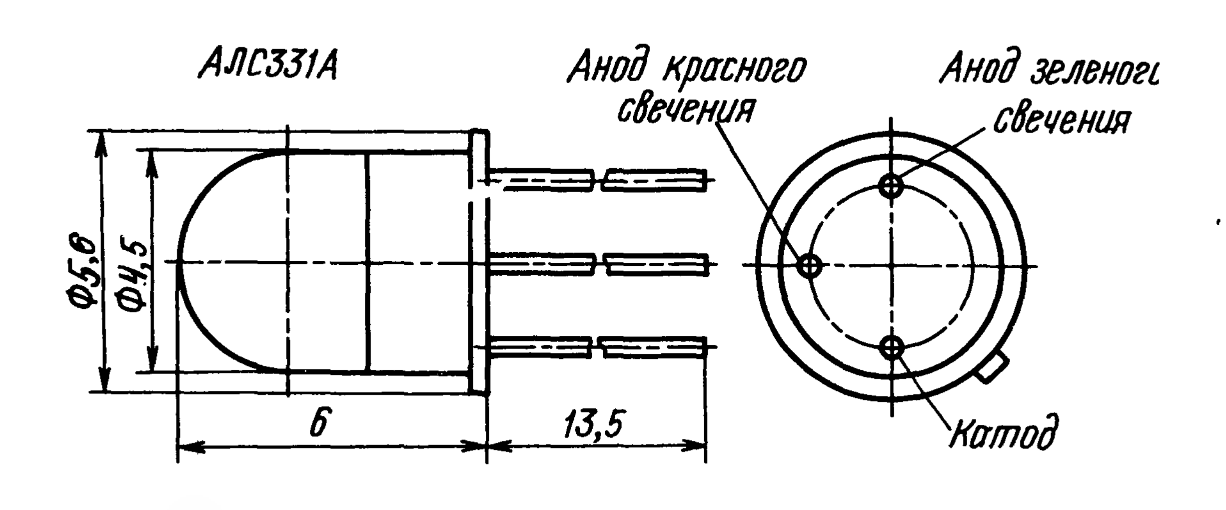
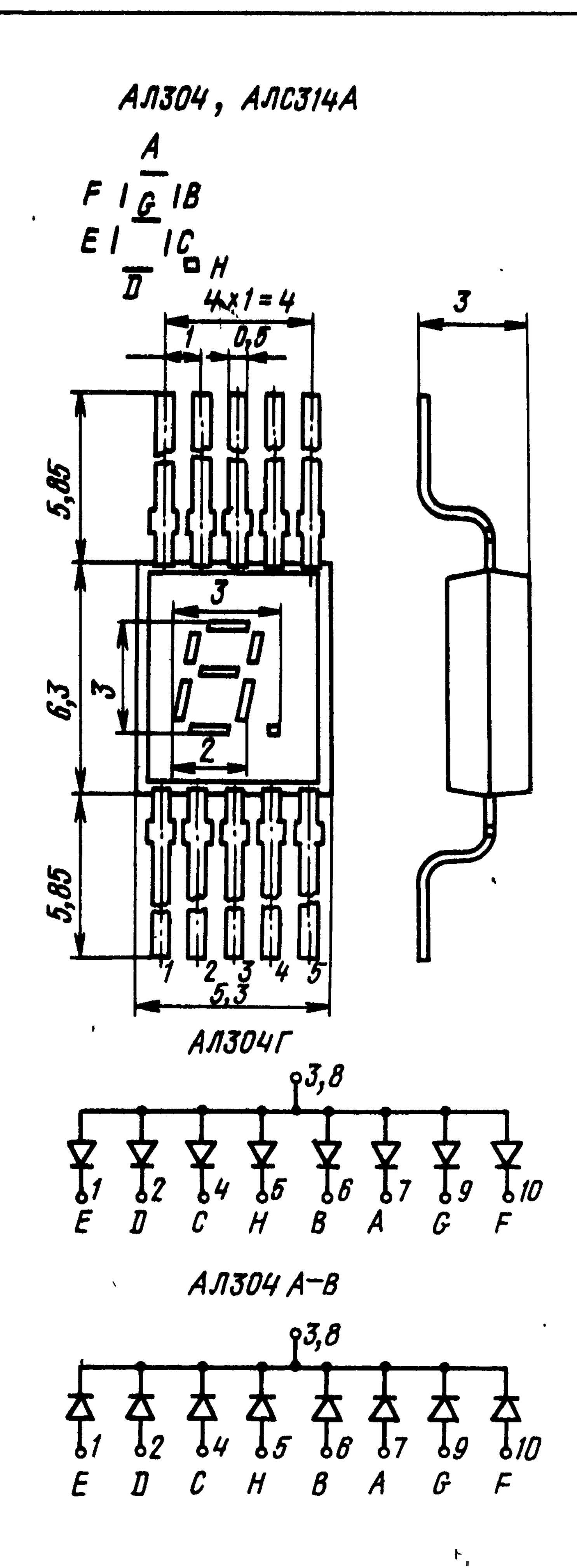
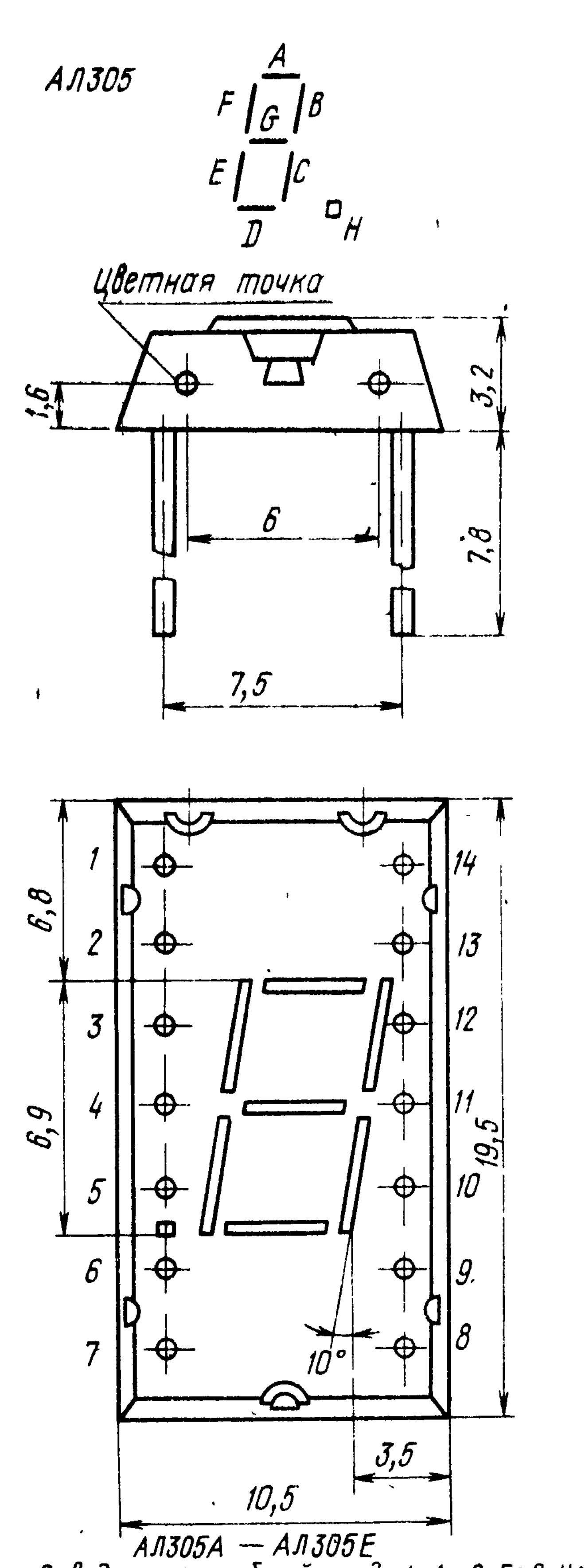

АЛС331А
Анод красного свечения
Анод зеленого свечения
Φ5,8
Φ4,5
6
13,5
Катод

Рис. 12.60


АЛ304, АЛС314А
АЛ304Г
АЛ304 А–В
E D C H B A G F


АЛ305
Цветная точка
АЛ305А — АЛ305Е
Выводы: 3,9,14-общий анод; 1-A; 2-F; 6-H; 7-E; 8-D; 10-C; 11-G; 13-B
АЛ305Ж — АЛ305Л
Выводы: 3,9,14-общий катод; 1-A; 2-F; 6-H; 7-E; 8-D; 10-C; 11-G; 13-B

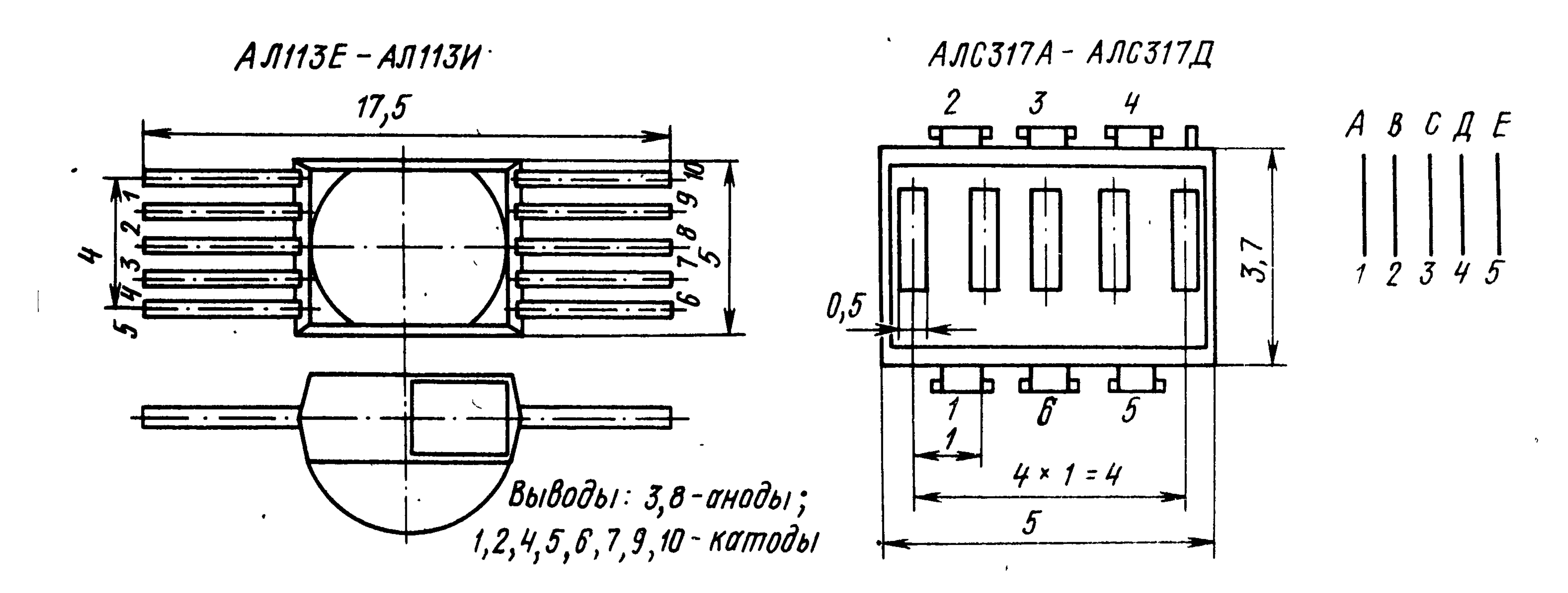
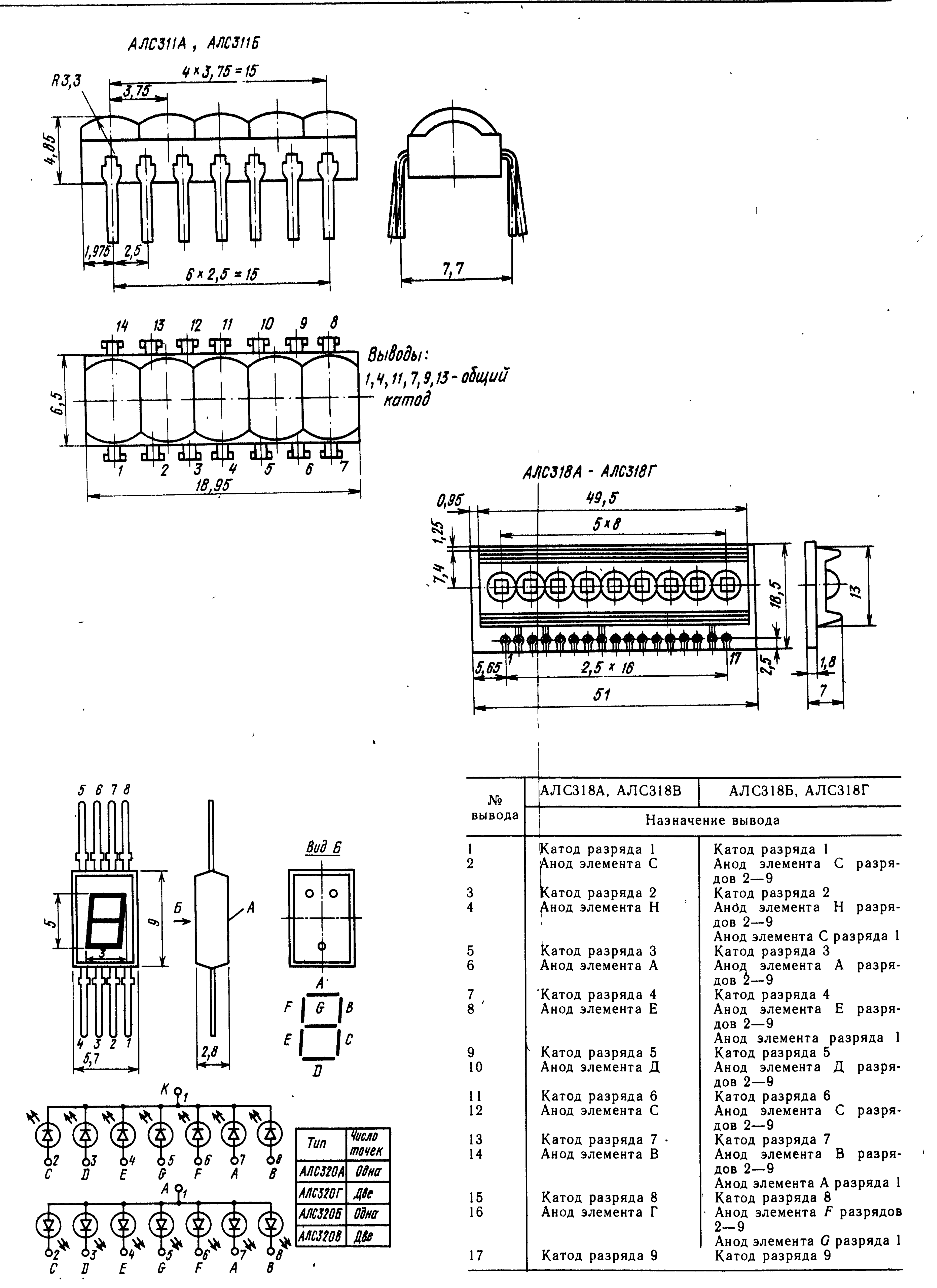

АЛ113Е - АЛ113И
Выводы: 3,8-аноды;
1,2,4,5,6,7,9,10-катоды
АЛС317А - АЛС317Д
А В С Д Е

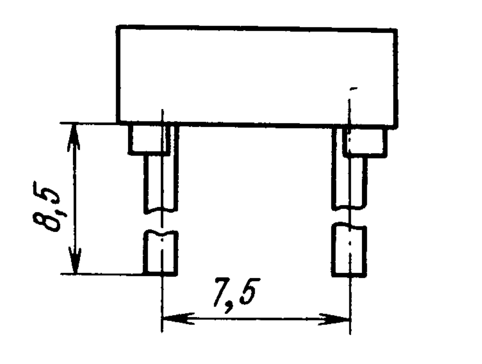
Рис. 12.61

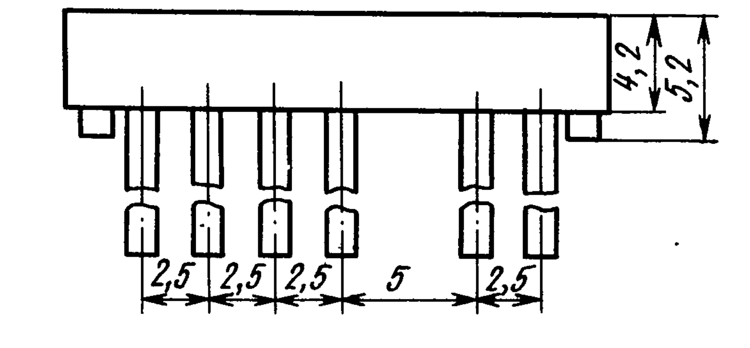


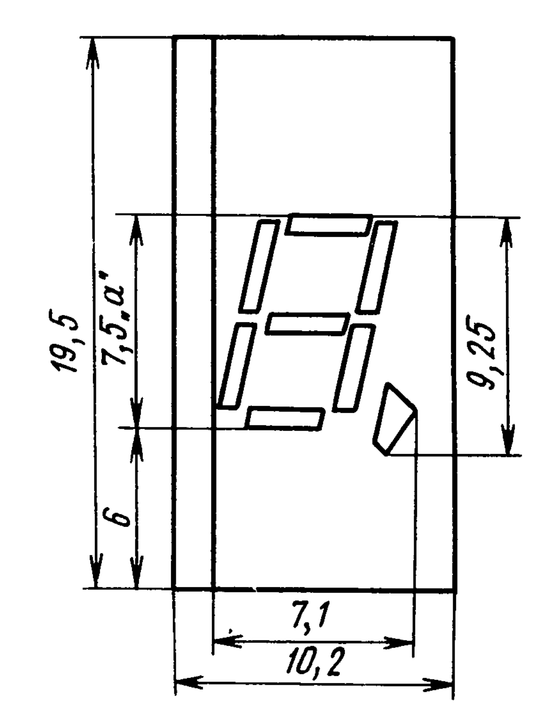
№ вывода	АЛС318А, АЛС318В	АЛС318Б, АЛС318Г
	Назначение вывода	
1	Катод разряда 1	Катод разряда 1
2	Анод элемента С	Анод элемента С разрядов 2—9
3	Катод разряда 2	Катод разряда 2
4	Анод элемента Н	Анод элемента Н разрядов 2—9 Анод элемента С разряда 1
5	Катод разряда 3	Катод разряда 3
6	Анод элемента А	Анод элемента А разрядов 2—9
7	Катод разряда 4	Катод разряда 4
8	Анод элемента Е	Анод элемента Е разрядов 2—9 Анод элемента разряда 1
9	Катод разряда 5	Катод разряда 5
10	Анод элемента Д	Анод элемента Д разрядов 2—9
11	Катод разряда 6	Катод разряда 6
12	Анод элемента С	Анод элемента С разрядов 2—9
13	Катод разряда 7	Катод разряда 7
14	Анод элемента В	Анод элемента В разрядов 2—9 Анод элемента А разряда 1
15	Катод разряда 8	Катод разряда 8
16	Анод элемента Г	Анод элемента *F* разрядов 2—9 Анод элемента *G* разряда 1
17	Катод разряда 9	Катод разряда 9

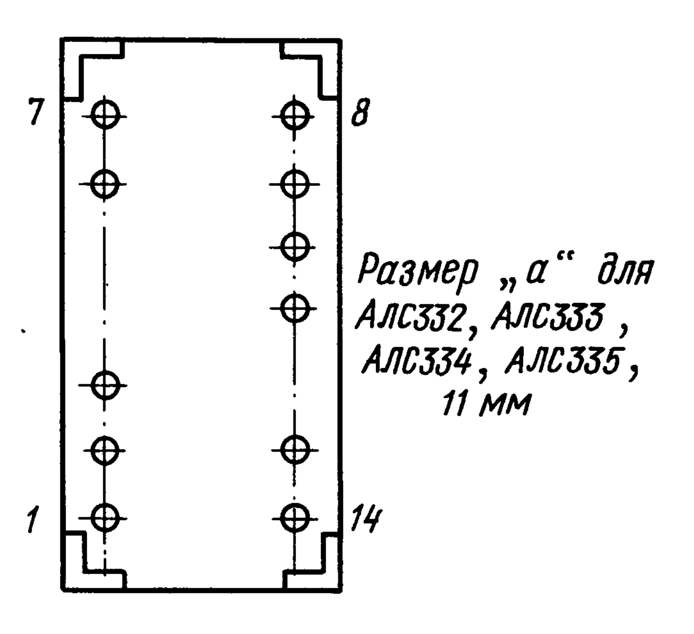
Рис. 12.61 (продолжение).

АЛС321, АЛС324, АЛС332, АЛС333, АЛС334, АЛС335









АЛС324А

№ вывода	Полярность
1	Анод F
2	Анод G
4	Катод общий
6	Анод E
7	Анод D
8	Анод C
9	Анод H
12	Катод общий
13	Анод B
14	Анод A

АЛС321А

№ вывода	Полярность
1	Анод F
2	Анод G
3	—
4	Катод общий
5	—
6	Анод E
7	Анод D
8	Анод C
9	Анод H
10	—
11	—
12	Катод общий
13	Анод B
14	Анод A

АЛС321Б

№ вывода	Полярность
1	Катод A
2	Катод F
3	Анод общий
6	Катод H
7	Катод E
8	Катод D
9	Анод общий
10	Катод C
11	Катод G
12	—
13	Катод B

АЛС324Б

№ вывода	Полярность
1	Катод A
2	Катод F
3	Анод общий
6	Катод H
7	Катод E
8	Катод D
9	Анод общий
10	Катод C
11	Катод G
13	Катод B
14	Анод общий

АЛС340А

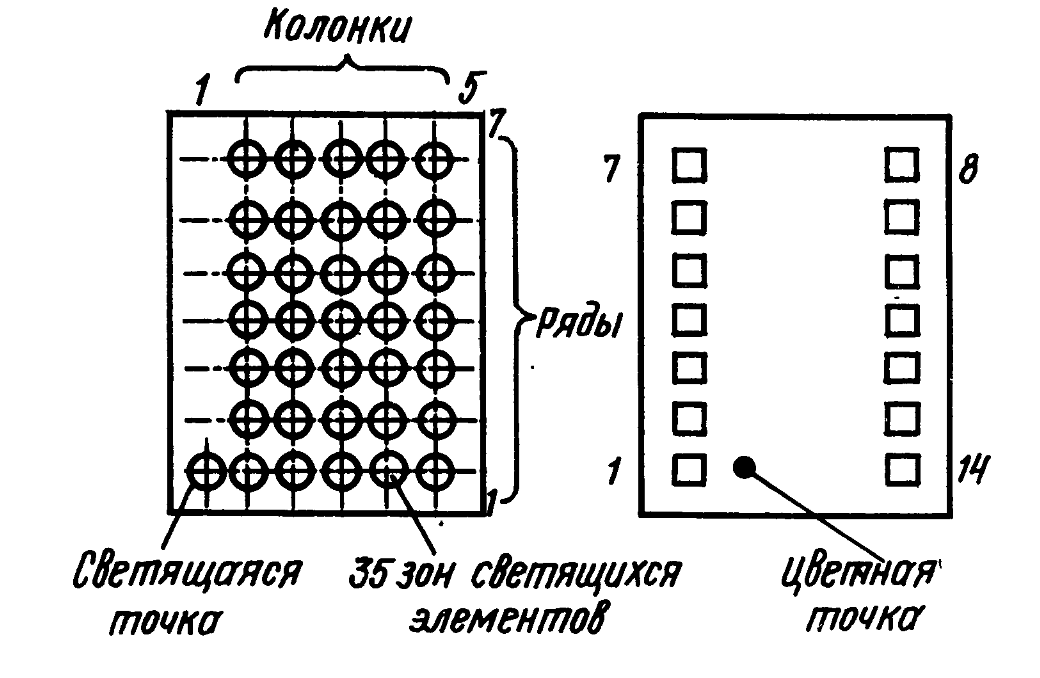


Рис. 12.61 (продолжение).

АЛС340

№ вывода	Полярность
1	Аноды элементов колонки 2
2	Катоды элементов ряда 1
3	Катоды элементов ряда 3
4	Катоды элементов ряда 4
5	Аноды элементов колонки 1
6	Анод элемента точки
7	Аноды элементов колонки 3
8	Катоды элементов ряда 7
9	Катоды элементов ряда 6
10	Катоды элементов ряда 5
11	Катоды элементов ряда 2
12	Аноды элементов колонки 5
13	Аноды элементов колонки 4
14	

Таблица 12.84. **Полупроводниковые знакосинтезирующие индикаторы**

Тип (цвет свечения)	$U_{пр}$ (при $I_{пр}$, мА), В, не более	I_v, мккд [L, кд/м^2] (при $I_{пр}$, мА), не менее	$I_{пр\ max}$, мА	Индицируемые знаки	Размер цифры, мм (схема соединения электродов)
		Светоизлучающие диоды			
АЛ301А(К)	3(10)	[10] (10)	11	—	—
АЛ301Б(К)	3,8(10)	[20] (10)	11	—	—
АЛ307А(К)	2(10)	150(10)	20	—	—
АЛ307Б(К)	2(10)	900(10)	20	—	—
АЛ307В(З)	2,8(20)	400(20)	22	—	—
АЛ307Г(З)	2,8(20)	1500(20)	22	—	—
АЛ307(Ж)	2,5(10)	400(10)	22	—	—
АЛ307Е(Ж)	2,5(10)	1500(10)	22	—	—
АЛ307И(ОР)	2,5(10)	400(10)	22	—	—
АЛ307Л(ОР)	2,5(10)	1500(10)	22	—	—
АЛ310А(К)	2(10)	600(10)	12	—	—
АЛ310Б(К)	2(10)	250(10)	12	—	—
АЛ316А(К)	2(10)	800(10)	20	—	—
АЛ316Б(К)	2(10)	300(10)	20	—	—
АЛС331(К/З)	4/4 (20)	600/600(20)	20/20	—	—
		Линейные шкалы			
АЛ317А(К)	2(10)	160(10)	12	—	5*(ОК)
АЛ317Б(К)	2(10)	350(10)	12	—	5*(ОК)
АЛ317В(З)	3(10)	80(10)	12	—	5*(ОА)
АЛ317Г(З)	3(10)	160(10)	12	—	5*(ОА)
АЛ317Д(З)	3(10)	320(10)	12	—	5*(ОА)
		Знаковые индикаторы			
АЛ113Е(К)	2(5)	300(5)	5,5	Цифры, некоторые буквы	2,5(ОК)
АЛ113Ж(К)	2(5)	175(5)	5,5	То же	2,5(ОК)
АЛ113И(К)	2(5)	60(5)	5,5	»	2,5(ОК)
АЛ304В(З)	3(10)	60(10)	11	»	2,5(ОК)
АЛ304Г(К)	3(5)	350(5)	5,5	»	2,5(ОА)
АЛ305А(К)	4(20)	[350] (20)	22	»	7(ОА)
АЛС 311А, Б(К)	2(4)	400(0,8)	5	»	3(ОК)
АЛС314А(К)	2(5)	[350] (5)	8	»	2,5(ОК)
АЛС318А-			—		
АЛС318Г(К)	1,9(5)	950(5)	12	»	2,5(ОК)
АЛС320А(К)	2(10)	400(10)		»	5(ОА)
АЛС320Б(З)	3(10)	150(10)	12	»	5(ОК)
АЛС320В(З)	3(10)	250(10)	12	»	5(ОК)
АЛС320Г(К)	2(10)	600(10)	12	»	5(ОА)
АЛС321А(ЖЗ)	3,6(20)	120(20)	25	»	7(ОК)
АЛС321Б(ЖЗ)	3,6(20)	120(20)	25	»	7(ОА)
АЛС324А(К)	2,5(20)	150(20)	25	»	7(ОК)
АЛС324Б(К)	2,5(20)	150(20)	25	»	7(ОА)
АЛС332А(К)	2,5(20)	1600(20)	25	»	12(ОК)
АЛС332Б(К)	2,5(20)	1600(20)	25	»	12(ОА)
АЛС332В(К)	2,5(20)	800(20)	25	»	12(ОК)
АЛС332Г(К)	2,5(20)	800(20)	25	»	12(ОА)
АЛС333А(К)	2(20)	200(20)	25	»	12(ОК)
АЛСУ333ЯБ(К)	2(20)	200(20)	25	»	12(ОА)
АЛС333В(К)	2(20)	150(20)	25	»	12(ОК)
АЛС333Г(К)	2(20)	150(20)	25	»	12(ОА)
АЛС334А(Ж)	3,3(20)	200(20)	25	»	12(ОК)
АЛС334Б(Ж)	3,3(20)	200(20)	25	»	12(ОА)
АЛС334В(Ж)	3,3(20)	150(20)	25	»	12(ОК)
АЛС334Г(Ж)	3,3(20)	150(20)	25	»	12(ОА)
АЛС335А(З)	3,5(20)	250(20)	25	»	12(ОК)
АЛС335Б(З)	3,5(20)	250(20)	25	»	12(ОА)
АЛС335В(З)	3,5(20)	150(20)	25	»	12(ОК)
АЛС335Г(З)	3,5(20)	150(20)	25	»	12(ОА)
АЛС340А(К)	2,5(10)	125(10)	11	Любые знаки и цифры	9

* Число элементов.

12.16. ТИРИСТОРЫ

Тиристоры (рис. 12.62, табл. 12.85—12.88) используют для включения и выключения тока через реле, электродвигатели, лампы накаливания, для создания мощных импульсов тока вследствие разряда конденсаторов, а также для управления током через другие силовые нагрузки. Тиристор является ключевым элементом. Через тиристор, находящийся в выключенном состоянии, проходит незначительный ток утечки. Если тиристор включен и находится в проводящем состоянии, то при протекании значительного тока (достигающего иногда десятков и сотен ампер) остаточное напряжение на нем мало и не превышает десятых долей — единиц вольт.

Тиристоры подразделяются на диодные (динисторы), триодные (тринисторы), запираемые и симметричные (симисторы).

Диодные тиристоры включаются в проводящее состояние при подаче на них напряжения, большего напряжения включения. Диодный тиристор остается в проводящем состоянии до тех пор, пока ток через него не будет уменьшен до уровня тока выключения или не будет снято анодное напряжение.

Триодные тиристоры имеют управляющий электрод. При подаче прямого тока (на управляющем электроде — положительное относительно катода напряжение) напряжение включения тиристора уменьшается. При управ-

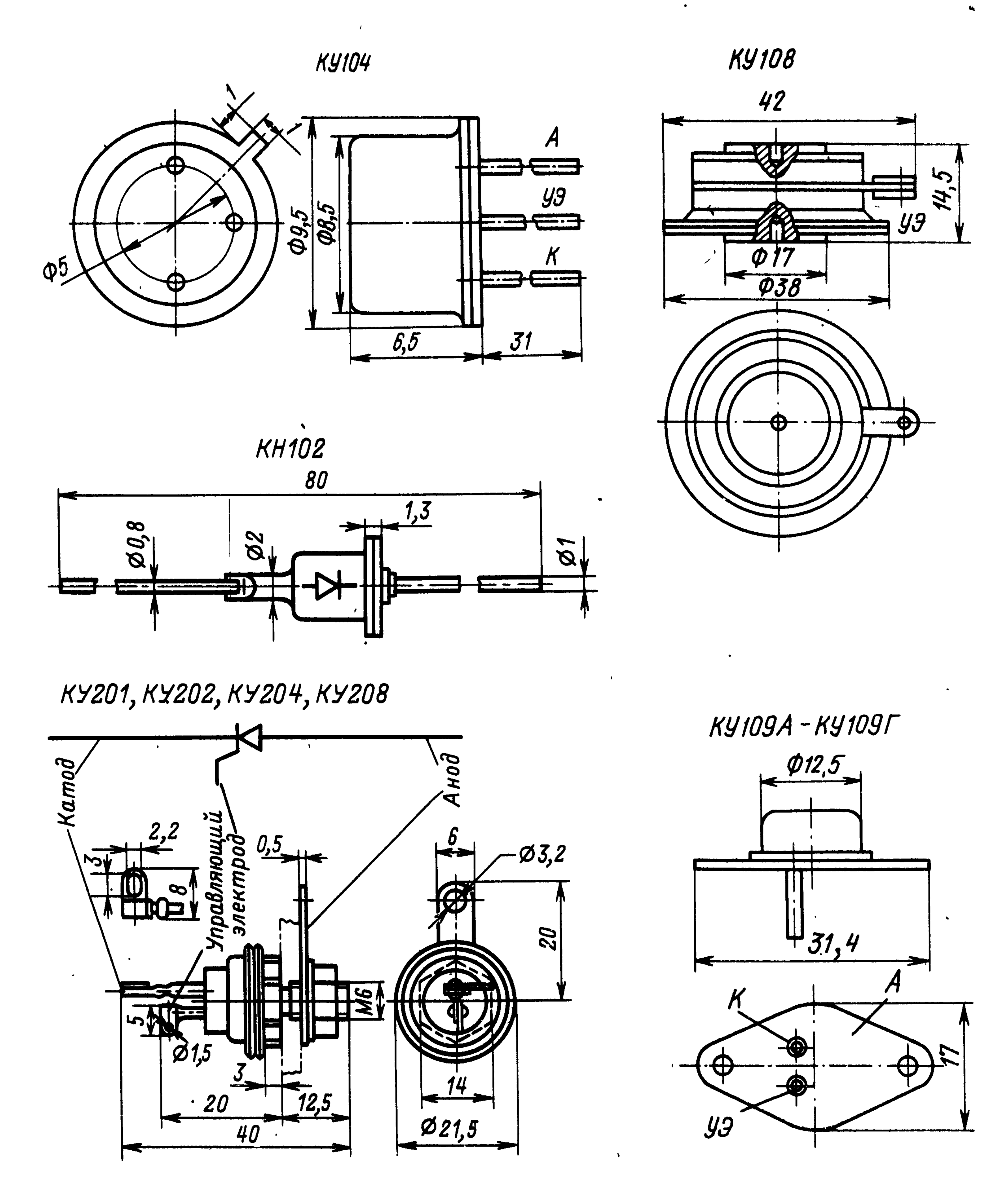


Рис. 12.62

ляющем токе, равном току спрямления, тиристор включается и остается во включенном состоянии и после снятия управляющего тока. Выключить триодный тиристор, как и динистор, можно уменьшением анодного тока или снятием анодного напряжения.

Запираемые тиристоры могут выключаться не только при уменьшении анодного тока, но и при подаче в цепь управляющего электрода запирающего тока.

Симметричные тиристоры могут включаться при подаче управляющего импульса не только при прямом, но и обратном напряжении на аноде, поэтому такие тиристоры могут работать в цепях управления переменным током.

Максимально допустимое постоянное обратное напряжение $U_{обр,max}$ — предельно допустимое обратное напряжение на тиристоре (на аноде отрицательное напряжение). Для тиристоров некоторых типов значение $U_{обр,max}$ не оговорено и подача обратного напряжения на эти тиристоры не допускается.

Максимальное допустимое постоянное прямое напряжение $U_{пр,зкр,max}$ — максимальное постоянное прямое напряжение, при котором тиристор находится в закрытом состоянии.

Ток в закрытом состоянии $I_{зкр}$ — основной ток при определенном напряжении в закрытом состоянии, при определенном режиме в цепи управляющего электрода тиристора.

Обратный ток $I_{обр}$ — анодный ток при определенном обратном напряжении на тиристоре.

Напряжение включения $U_{вкл}$ — прямое напряжение в точке включения диодного тиристора.

Постоянный отпирающий ток управляющего электрода $I_{у,от}$ — минимальный постоянный ток

Таблица 12.85. **Диодные тиристоры**

Тип	$I_{откр,ср,max}$, мА	$I_{зкр}$, мкА, не более	$I_{обр}$, мА, не более	$U_{вкл}$, В	$U_{откр}$, В, не более	$I_{откр,и,max}$ (при $I_{откр,ср}$=200 мА и $\tau_и$ - 10 мс), А
КН102А	200	100	0,5	20	10	2
КН102Б	200	100	0,5	28	10	2
КН102В	200	100	0,5	40	10	2
КН102Г	200	100	0,5	56	10	2
КН102Д	200	100	0,5	80	10	2
КН102Ж	200	100	0,5	120	10	2
КН102И	200	100	0,5	150	10	2

Примечания. 1. Напряжение в открытом состоянии 1,5 В.

2. Удерживающий ток 0,1 мА при 70°С.

3. Время выключения 40 мкс при анодном токе 1 А и $\tau_и$=10 мкс.

Таблица 12.86. **Триодные тиристоры**

Тип	$I_{откр,ср,max}$, А	$U_{пр.зкр,max}$, В	$I_{зкр}$, мА, не более	$I_{у,от}$, мА, не более	$I_{откр,и max}$ (при $\tau_и$, мкс), А	$U_{обр,max}$, В
КУ104А	0,1	15	0,12	15	3(10)	6
КУ104Б	0,1	[illegible]	0,12	15	3(10)	6
КУ104В	0,1		0,12	15	3(10)	6
КУ104Г	0,1	100	0,12	15	3(10)	6
КУ108В	-	1000	2,5	4500	150(0,5)	500
КУ108Ж	-	1000	2,5	4500	150(0,5)	500
КУ108И		1000	2,5	4500	150(0,5)	500
КУ108Л	--	800	2,5	4500	150(0,5)	400
КУ108М	--	800	2,5	4500	150(0,5)	400
КУ108Н	-	800	2,5	4500	150(0,5)	400
КУ108Р	-	800	2,5	4500	150(0,5)	400
КУ108С	-	800	2,5	4500	150(0,5)	400
КУ108Т		800	2,5	4500	150(0,5)	400
КУ108У		600	2,5	4500	150(0,5)	300
КУ108Ф		600	2,5	4500	150(0,5)	300
КУ108Х		600	2,5	4500	150(0,5)	300
КУ108Ц	-	600	2,5	4500	150(0,5)	300
КУ109А	1	700	0,7	100	12(1000)	50
КУ109Б	1	600	0,7	100	12(1000)	50
КУ109В	1	600	0,7	100	12(1000)	50
КУ109Г	1	500	0,7	100	12(1000)	50
КУ202А, КУ202АМ	10	25	10	100	30(10)	—
КУ202Б, КУ202БМ	10	25	10	100	30(10)	30
КУ202В, КУ202ВМ	10	50	10	100	30(10)	—
КУ202Г, КУ202ГМ	10	50	10	100	30(10)	60
КУ202Д, КУ202ДМ	10	120	10	100	30(10)	—
КУ202Е, КУ202ЕМ	10	120	10	100	30(10)	120
КУ202Ж, КУ202ЖМ	10	240	10	100	30(10)	—
КУ202И, КУ202ИМ	10	240	10	100	30(10)	240
КУ202К, КУ202КМ	10	360	10	100	30(10)	—
КУ202Л, КУ202ЛМ	10	360	10	100	30(10)	360
КУ202М, КУ202ММ	10	480	10	100	30(10)	—
КУ202Н, КУ202НМ	10	480	10	100	30(10)	480

Примечания. 1. Время включения для КУ202А - КУ202Н не более 10 мкс; для КУ104А—КУ104Г не более 0,3 мкс; для КУ108В, КУ108Л—КУ108Н, КУ108У, КУ108Ф не более 35 мкс; для КУ108Ж, КУ108И, КУ108Р, КУ108С, КУ108Т, КУ108Х, КУ108Ц не более 100 мкс

2 Время выключения для КУ202А--КУ202Н не более 150 мкс; для КУ104А--КУ104Г не более 2,5 мкс; для КУ109А не более 10 мкс; для КУ109Б не более 15 мкс, для КУ109В, КУ109Г не более 50 мкс.

управляющего электрода, который обеспечивает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое.

Напряжение в открытом состоянии $U_{откр}$ — основное напряжение на тиристоре при определенном токе в открытом состоянии.

Импульсный запирающий ток управляющего электрода $I_{у,з,и}$ минимальная амплитуда импуль-

Таблица 12.87. **Запираемые триодные тиристоры**

Тип	$I_{з, max}$, А	$U_{пр, зкр, max}$, В	$I_{зкр}$, мА, не более	$I_{у, от}$, мА, не более	$I_{у, з, и}$, мА, не более	$U_{у, от}$, В, не более	$U_{у, з, и}$, В, не более	$I_{откр, max}$, А
КУ204А	2	50	5	150	400	5	36	2
КУ204Б	2	100	5	150	400	5	36	2
КУ204В	2	200	5	150	400	5	36	2

Примечания. 1. Напряжение в открытом состоянии не более 3,2 В.
2. Длительность запирающего импульса 120 мкс.

са обратного тока управляющего электрода, которая обеспечивает переключение тиристора из открытого состояния в закрытое.

Импульсное запирающее напряжение на управляющем электроде $U_{у,з,и}$ — амплитуда импульса напряжения на управляющем электроде, соответствующая импульсному запирающему току управляющего электрода.

Удерживающий ток $I_{уд}$ — минимальный основной ток, который необходим для поддержания тиристора в открытом состоянии.

Ток выключения $I_{вык}$ — ток анода, при котором тиристор выключается.

Время включения $t_{вкл}$ и *время выключения* $t_{выкл}$ — характеризуют быстродействие тиристора.

Предельный режим работы тиристора характеризуется следующими параметрами:

Максимально допустимый средний (импульсный) *ток в открытом состоянии* $I_{откр,ср,max}$; $I_{откр,и,max}$ — предельный допустимый ток анода.

Максимально допустимый постоянный запираемый ток $I_{з,max}$ — наибольший анодный ток, с которого допускается запирание тиристора по управляющему электроду.

Таблица 12.88. **Симметричные триодные тиристоры**

Тип	$I_{зкр}$, мА, не более	$I_{выкл}$, мА, не более	$I_{у, от}$, мА, не более	$U_{у, от}$, В, не более	$U_{обр\ max}$, В
КУ208А	5	150	160	7	100
КУ208Б	5	150	160	7	200
КУ208В	5	150	160	7	300
КУ208Г	5	150	160	7	400

Примечания. 1. Время включения ⩽10 мкс; время выключения 150 мкс.
2. Предельная частота подводимого переменного напряжения 400 Гц.
3. Амплитуда тока в нагрузке 30 А при температуре корпуса от —55 до 50°С и 15 А при температуре корпуса 70°С.

12.17. ТРАНЗИСТОРЫ

Классификация транзисторов

По мощности транзисторы классифицируются как маломощные (рассеиваемая мощность $P_{max} < 0,3$ Вт), средней мощности (0,3 Вт $< P_{max} <$ 1,5 Вт) и большой мощности ($P_{max} >$ 1,5 Вт). По частоте — низкочастотные (предельная частота $f <$ 3 МГц), среднечастотные (3 МГц $< f <$ 30 МГц), высокочастотные (30 МГц $< f <$ 300 МГц) и СВЧ ($f >$ 300 МГц).

По принципу действия транзисторы делятся на биполярные (структуры *p-n-p, n-p-n*), однопереходные и полевые (содержащие канал и управляющий переход или изолированный затвор).

Однопереходные транзисторы предназначены для работы в генераторах периодических (с частотой до 100 кГц) или однократных импульсов; в частности, с их помощью можно получать управляющие импульсы для включения тиристоров. Сопротивление между выводами баз однопереходных транзисторов зависит от тока управляющего эмиттерного перехода.

На входной вольт-амперной характеристике однопереходных транзисторов имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. При некотором напряжении на эмиттере происходит открывание транзистора и быстрое нарастание тока через базу.

На габаритных чертежах транзисторов приняты следующие обозначения выводов электродов: *б* — база, *к* — коллектор, *э* — эмиттер; *З* — затвор, *и* — исток, *с* — сток. Буквой *т* обозначены маркировочные точки на корпусах транзисторов, обозначающие эмиттер, буквой *ф* — фланцы для крепления транзисторов к теплоотводам.

---

* Обозначения параметров биполярных транзисторов даются в этом параграфе справочника по ГОСТ 20003—74 и полевых— по ГОСТ 19095—73; при этом нужно иметь в виду, что строчные буквы в индексах применены в обозначениях параметров, соответствующих режимам большого сигнала и постоянного тока. Наряду со стандартными обозначениями в скобках приведены другие обозначения параметров, встречающиеся в научно-технической литературе. Если нет специального указания, приводимые в таблицах значения электрических параметров соответствуют температуре окружающей среды 20°С.

Предельно-допустимые эксплуатационные параметры

Предельные электрические и тепловые режимы работы транзисторов характеризуются максимально допустимыми напряжениями между электродами, токами через них, а также рассеиваемой в приборе мощностью при данной температуре корпуса или окружающей среды. Превышение указанных максимально допустимых нагрузок приводит к резкому сокращению долговечности транзисторов, необратимому ухудшению параметров, а иногда и к немедленному отказу прибора. Следует также помнить, что аппаратура недостаточно надежна, если транзисторы работают при максимально допустимых напряжениях, токах, мощности, особенно, когда эти максимальные нагрузки действуют одновременно. Для того чтобы устройство на транзисторах действовало безотказно длительное время, при конструировании аппаратуры нужно выбирать типы транзисторов и их рабочие режимы так, чтобы напряжения, токи и мощность не превышали 0,7—0,8 их максимально допустимых значений. Совмещение максимальных нагрузок (например, тока и напряжения на коллекторе, тока и мощности) недопустимо.

Максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора $P_{Кmax}$ — наибольшая мощность, рассеиваемая в транзисторе при температуре окружающей среды $T_{окр}$ (или корпуса $T_{кор}$). При работе транзистора в усилителе в режиме A или в стабилизаторе напряжения значение $P_{Кmax}$ определяется как произведение постоянного напряжения между коллектором и эмиттером на постоянный ток коллектора (в режиме A — ток покоя). Если транзистор работает в режиме переключения, то, кроме мощности, рассеиваемой в коллекторном переходе, добавляется мощность, рассеиваемая в базе, равная произведению напряжения между базой и эмиттером на ток базы.

Для некоторых типов транзисторов установлена максимальная мощность, рассеиваемая при заданной длительности импульса. При повышении температуры среды или корпуса эта мощность должна снижаться. Значение P_{max}, допустимое при заданной температуре корпуса $T_{кор}$ или окружающей среды $T_{окр}$, определяют по формулам

$$P_{max}(T_{кор}) = (T_{пер max} - T_{кор})/R_{t пер.кор},$$

$$P_{max}(T_{окр}) = (T_{пер max} - T_{окр})/R_{t пер.окр},$$

где $T_{пер max}$ — максимально допустимая температура *p-n*-перехода; $R_{t пер.кор}$ — тепловое сопротивление переход-корпус; $R_{t пер.окр}$ — тепловое сопротивление переход-окружающая среда.

В табл. 12.89 и 12.90 приведены тепловые сопротивления и рассеиваемые мощности для транзисторов ($P^{г}_{max}$ — рассеиваемая мощность при монтаже на теплоотводе).

Максимально допустимые напряжения: $U_{КБmax}$; $U_{КЭmax}$; $U_{ЭБmax}$; $U_{зпmax}$. В этих

Таблица 12.89. **Тепловые параметры транзисторов малой мощности**

Тип	P_{max}, [$P_{и\,max}$] (при $T_{окр}$, °C), мВт	$R_{t\,пер-окр}$, °C/мВт, не более	$T_{пер\,max}$, °C	Рабочий диапазон температуры, °C
ГТ108А-ГТ108Г	75(20)	0,8	80	—40÷ +55
ГТ109А-ГТ109И	30(20)	1,8	80	—30÷ +55
ГТ115А-ГТ115Д	50(45)	0,8	80	—20÷ +45
ГТ122А-ГТ122Г	150(25)	0,2	85	—40÷ +65
ГТ124А-ГТ124В	75(25)	0,8	85	—40÷ +65
ГТ125А-ГТ125Л	150(25)	0,33	85	—40÷ +65
ГТ308А-ГТ308В	150(20)	0,25	85	—60÷ +70
	[360] (20)			
ГТ311Е, ГТ311Ж, ГТ311И	150(20)	0,35	70	—40÷ +60
ГТ313А-ГТ313Б	100(20)	0,4	85	—40÷ +55
ГТ321А-ГТ321Е	160(20)	0,25	80	—60÷ +60
	[200] (20)			
ГТ322А-ГТ322В	50(25)	0,7	60	—45÷ +55
ГТ328А-ГТ328В	50(20)	0,7	80	—40÷ +55
ГТ329А-ГТ329Г	20(20)	—	80	—40÷ +60
ГТ330Д, ГТ330Ж, ГТ330И	50(20)	1,0	80	—40÷ +55
ГТ338А-ГТ338В	100(20)	—	80	—40÷ +55
ГТ341А-ГТ341В	35(20)	0,8	80	—40÷ +60
ГТ346А-ГТ346В	50(25)	—	85	—45÷ +55
ГТ362А-ГТ362Б	40(20)	2,0	80	—40÷ +55
ГТ376А	35(20)	—	90	—40÷ +50
ГТ383А-ГТ383В	25(25)	1,25	90	—40÷ +60
КТ104А-КТ104Г	150(20)	0,4	150	—60÷ +100
КТ117А-КТ117Г	300(35)	0,33	120	—60÷ +125
КТ118А-КТ118В	100(25)	0,4	150	—60÷ +125
КТ201А-КТ201Д	150(20)	0,6	150	—55÷ +100
КТ203А-КТ203В	150(20)	0,6	150	—60÷ +125
	[60] (125)			
КТ207А-КТ207В	15(25)	—	—	—45÷ +85
КТ208А-КТ208М	200(25)	—	150	—45÷ +100
КТ209А-КТ209М	200(25)	0,45	125	—45÷ +100
КТ301А-КТ301Ж	150(20)	0,6	120	—55÷ +85
КТ306А-КТ306Д	150(20)	0,6	150	—60÷ +125
КТ312А-КТ312В	225(25)	0,4	150	—40÷ +85
	[450] (25)			
КТ313А-КТ313Б	300(25)	0,33	125	—40÷ +85
	[1000] (25)			
КТ315А-КТ315Е	150(20)	0,67	120	—60÷ +100
КТ316А-КТ316Д	150(20)	0,6	—	—60÷ +100
КТ325А-КТ325В	225(20)	0,6	150	—60÷ +125
КТ326А-КТ326Б	250(20)	0,6	150	—60÷ +125
КТ337А-КТ337В	150(60)	0,6	150	—40÷ +85
КТ339А-КТ339Д	250(55)	—	175	—60÷ +150
КТ340А-КТ340Д	150(20)	—	120	—10÷ +85
КТ342А-КТ342В	250(25)	0,5	150	—60÷ +125
КТ343А-КТ343Г	150(20)	0,5	150	—40÷ +85
КТ345А-КТ345В	100(20)	1,1	150	—40÷ +85
КТ347А-КТ347В	150(25)	0,5	150	—40÷ +85
КТ349А-КТ349В	200(20)	0,6	150	—40÷ +85
КТ350А	200(30)	0,6	150	—40÷ +85
КТ351А-КТ351Б	200(30)	0,6	150	—40÷ +85
КТ352А-КТ352Б	200(20)	0,6	150	—40÷ +85
КТ355А	225(20)	0,7	150	—55÷ +125
КТ356А, КТ356Б	100(25)	—	150	—40÷ +85
КТ357А-КТ357Г	100(20)	0,7	120	—40÷ +85
КТ358А-КТ358В	100(20)	0,7	120	—40÷ +85
	[200] (20)			
КТ361А-КТ361К	150(20)	0,67	120	—60÷ +100
КТ363А-КТ363Б	150(55)	0,7	150	—40÷ +85
КТ367А	100(25)	—	150	—60÷ +125
КТ368А-КТ368Б	225(25)	—	150	—60÷ +125
КТ371А	100	—	150	—60÷ +125
КТ372А-КТ372В	50*	1	150	—60÷ +125
КТ373А-КТ373Г	150(55)	0,6	150	—60÷ +125
КТ375А-КТ375Г	200(25)	0,5	125	—40÷ +85
	[400] (25)			
КТ382А, КТ382Б	100(25)	—	—	—60÷ +125

Продолжение табл. 12.89

Тип	P_{max}, $[P_{и\ max}]$ (при $T_{окр}$, °С), мВт	$R_{t\ пер-окр}$, °С/мВт, не более	$T_{пер\ max}$, °С	Рабочий диапазон температуры, °С
КТ399А	300(25)	—	—	−60÷ +125
КТ3102А-КТ3102Е	250(25)	0,4	125	−40÷ +85
КТ3107А-КТ3107Л	300(25)	0,42	150	−60÷ +125
КТ3109А-КТ3109В	170(25)	—	—	−45÷ +85
КТ3117А	300; (25) [800] (25)	—	—	−60÷ +85
КП103Е-КП103М	120(25)	—	—	−55÷ +85
КП103ЕР-КП103МР	120(25)	—	—	−55÷ +85
КП301Б-КП301Г	200(25) [300])25)	—	—	−55÷ +70
КП302А-КП302В	300(20)	—	—	−55÷ +100
КП303А-КП303И	200(25)	—	140	−60÷ +125
КП304А	200(55)	—	—	−60÷ +125
КП305Д-КП305И	150(25)	—	—	−60÷ +125
КП306А-КП306В	150(35)	—	—	−60÷ +125
КП307А-КП307Ж	250(25)	—	—	−40÷ +85
КП312А-КП312Б	100(25)	—	140	−60÷ +100
КП313А-КП313В	75(25)	—	—	−45÷ +85
КП314А	200(25)	—	—	−40÷ +85
КП350А-КП350В	200(25)	—	—	−55÷ +70
КПС104А-КПС104Д	45(25)	1,25	—	−40÷ +85
КПС315А, КПС315Е	300(25)	—	—	−60÷ +100
МП20, МП21	150(20)	0,33	85	−55÷ +60
МП25, МП26	200(20)	0,20	75	−55÷ +70
МП37, МП38	150(55)	0,20	85	−50÷ +60
МП39, МП41	150(55)	0,20	85	−60÷ +70
МП42	200(45)	0,20	85	−60÷ +70

обозначениях параметров первая и вторая подстрочные буквы указывают, между какими выводами электродов транзисторов допустимо прикладывать напряжения с данными значениями. Например, $U_{СИmax}$ — максимально допустимое напряжение между стоком и истоком полевого транзистора; $U_{Б1Б2\ max}$—максимальное напряжение между базами однопереходного транзистора.

Для большинства биполярных транзисторов указывается максимальное сопротивление между базой и эмиттером $R_{бэ}$, при котором допустимо данное значение $U_{КЭmax}$ в отсутствие запирающего смещения на базе. Обычно для маломощных транзисторов максимальное значение $R_{б} \leqslant$ $\leqslant$ 10 кОм, а для мощных 100 Ом. Запирающее смещение позволяет увеличивать напряжение $U_{КЭ}$ (но не выше значения $U_{КБmax}$), а увеличение сопротивления $R_{бэ}$ вызывает необходимость снижать напряжение $U_{КЭ}$.

Максимально допустимые токи: $I_{Кmax}$; $I_{Эmax}$; $I_{Бmax}$; $I_{Сmax}$. Ток базы регламентируется только для транзисторов большой и средней мощности. При работе в импульсном режиме и в режиме переключения при насыщении указанные в таблицах максимально допустимые импульсные токи электродов могут быть значительно больше средних значений в статическом режиме.

Таблица 12.90. **Тепловые параметры транзисторов средней и большой мощности**

Тип	P_{max}, Вт (при $T_{окр}$, °С)	$P_{T\ max}$, Вт (при $T_{кор}$, °С)	$R_{t\ пер\ кор}$ ($R_{t\ пер.\ окр}$), °С/Вт	$T_{пер\ max}$, °С	Рабочий диапазон температуры, °С
ГТ402А-ГТ402Г	0,6(25)	—	50(100)	85	−40÷ +55
ГТ404А-ГТ404Г	0,6(25)	2(55)	100(150)	85	−40÷ +55
ГТ405А-ГТ405Г	0,6(25)	—	(100)	85	−40÷ +55
ГТ406А	—	4(25)	15	85	−40÷ +55
ГТ701А	—	25(55) 8,3(75)	1,2	85	−55÷ +70
ГТ703А-ГТ703Д	1,6(25)	15(40)	3(30)	85	−40÷ +55
ГТ705А-ГТ705Д	—	15(25)	3(30)	85	−40÷ +60
ГТ806А-ГТ806Д	2(25)	30(25)	2	85	−55÷ +55
ГТ810А	0,75(25)	15(25)	2,5(50)	85	−55÷ +55
ГТ905А-ГТ905Б	1,25(25)	6(30)	9(50)	85	−55÷ +60
КТ501А-КТ501М	0,35	—	—	150	−60÷ +125
КТ502А-КТ502Е	0,35	0,5	—	150	−40÷ +100
КТ503А-КТ503Е	0,35	0,5	—	150	−40÷ +100
КТ601А	0,25(55)	—	—	125	−40÷ +55
КТ602А-КТ602Г	0,85(25)	2,8(25)	45(150)	125	−40÷ +85
КТ603А-КТ603И	0,5(50)	3(25)	(200)	125	−40÷ +85
КТ604АМ, КТ604БМ	0,8(25)	3(25)	40(150)	125	−40÷ +100
КТ605АМ-КТ605БМ	—	0,4	(300)	150	−40÷ +100
КТ606А-КТ606Б	2,5(40)	—	44	125	−40÷ +85
КТ608А, КТ608Б	0,5(20)	—	(200)	125	−40÷ +85
КТ610А, КТ610Б	—	1,5(50)	—	150	−40÷ +85
КТ611А-КТ611Г	0,8(25)	3(25)	40(150)	150	−40÷ +100
КТ616А-КТ616Б	0,3(25) 0,25(85)	—	(260)	150	−40÷ +85
КТ617А	0,5(25) 0,3(85)	—	(215)	150	−40÷ +85
КТ618А	0,5(25) 0,3(85)	—	(200)	150	−40÷ +85
КТ626А-КТ626Д	—	6,5(60)	10	125	−40÷ +85
КТ629А		1(80)	—	135	−60÷ +125
КТ630АМ-КТ630ЕМ	0,8	—	—	150	−40÷ +125
КТ639А-КТ639Д	1	—	—	150	−60÷ +125
КТ640А-КТ640Г	0,6	—	—	150	−60÷ +125

Окончание табл. 12.90

Тип	P_{max}, Вт (при $T_{окр}$, °С)	$P^{т}_{max}$, Вт (при $T_{кор}$, °С)	$R_{t\ пер\ кор}$ ($R_{t\ пер\ окр}$), °С/Вт	$T_{пер\ max}$, °С	Рабочий диапазон температуры, °С
КТ644А-КТ644Г	1	—	—	150	−60÷+125
КТ704А-КТ704В		15(50)	5	125	−40÷+100
КТ805А-КТ805Б	—	30(50)	3,3	150	−60÷+100
КТ807А, КТ807Б	—	10(70)	8	120	−40÷+85
КТ808АМ-КТ808ГМ	—	50(50)	2	150	−60÷+100
КТ809А	—	40(50)	2,5	150	−60÷+125
КТ812А-КТ812В	—	50(50)	—	150	−45÷+85
КТ814А-КТ814Г	1(25)	10(25)	—	125	−40÷+100
КТ815А-КТ815Г	1(25)	10(25)	—	125	−40÷+100
КТ816А-КТ816Г	1(25)	25(25)	—	125	−40÷+100
КТ817А-КТ817Г	1(25)	25(25)	—	125	−40÷+100
КТ818А-КТ818Г	2(25)	100(25)	—	125	−40÷+100
КТ819А-КТ819Г	2(25)	100(25)	—	125	−40÷+100
КТ911А-КТ911Г	—	3(25)	33	120	−40÷+85
КТ912А-КТ912Б	—	30(25)	1,6	150	−45÷+85
КТ913А-КТ913В	—	4—12	10—20	150	−45÷+85
КТ916А	—	30(50)	4,5	160	−45÷+85
КТ918А-КТ918Б	—	2,5	50	150	−60÷+85
КТ919А-КТ919Г	—	3—10	12—40	150	−40÷+100
КТ920А-КТ920Г	—	5—25	4—20	150	−45÷+85
КТ921А-КТ921Б	—	12,5	6	125	−45÷+125
КТ922А-КТ922Г	—	8—40	3—15	160	−45÷+85
КТ925А-КТ925Г	—	5,5—25	4,4—20	150	−45÷+85
КТ926А-КТ926Б	—	50(60)	2	150	−45÷+100
КТ927А-КТ927В	—	83	1,5	200	−60÷+100
КТ928А-КТ928Б	—	0,5	—	150	−45÷+85
КТ929А	1,2(25)	10(25)	10(104)	150	−40÷+85
КТ930А-КТ930Б	—	75—120	1,8—1,2	160	−60÷+85
КТ931А	—	150	0,8	160	−40÷+85
КТ934А-КТ934Д	—	7,5—30	4,4—17,5	160	−45÷+85
КТ935А	—	60	—	—	−45÷+100
КТ940А-КТ940В	1,2(25)	10(25)	10(104)	150	−45÷+85
КТ943А-КТ943Д	—	25(50)	5	150	−45÷+85
КТ945А	—	60(50)	2	150	−45÷+85
КТ961А-КТ961В	1,2(25)	12,5(25)	10(110)	150	−45÷+85
КТС622А-КТС622Б	0,4	—	0,2	-	−60÷+70
КП901А-КП901Б	—	20(25)	4	—	−60÷+100
КП902А-КП902В	—	3,5(25)	16	—	−45÷+85
КП903А-КП903В	—	6(25)	25	150	−60÷+100
КП904А-КП904Б	—	75(25)	1	—	−60÷+100
КП905А-КП905Б	—	4(24)	12	—	−60÷+100
КП907А-КП907Б	—	11(25)	3	—	−60÷+100

Примечание. Некоторые транзисторы имеют в обозначении дополнительную букву М, например. КТ604АМ, КТ630БМ и др. Эти транзисторы выпускаются в пластмассовых корпусах, но имеют те же параметры, что и транзисторы без дополнительной буквы в обозначении и выпускаемые в металлостеклянных корпусах.

Параметры постоянного тока

Параметры постоянного тока характеризуют значения неуправляемых токов через *p-n* переходы транзисторов.

Обратный ток коллектора $I_{КБО}$ — ток через коллекторный переход при заданном обратном напряжении коллектор — база и разомкнутом выводе эмиттера.

Обратный ток коллектор — эмиттер $I_{КЭО}$ — ток в цепи коллектор — эмиттер при заданном обратном напряжении коллектор — эмиттер и разомкнутом выводе базы.

Обратный ток коллектор — эмиттер $I_{КЭR}$ — то же, при включении между базой и эмиттером резистора с заданным сопротивлением.

Обратный ток эмиттера $I_{ЭБО}$ — ток через эмиттерный переход при заданном обратном напряжении эмиттер — база и разомкнутом выводе коллектора.

Ток утечки затвора полевого транзистора $I_{З.ут}$ — ток затвора при заданном напряжении между затвором и остальными выводами, замкнутыми между собой. Для полевых транзисторов с *p-n* переходом $I_{З.ут}$ составляет обычно несколько наноампер, а для транзисторов с изолированным затвором — несколько пикоампер.

Неуправляемые токи $I_{КБО}$; $I_{ЭБО}$; $I_{КЭО}$; $I_{КЭR}$; $I_{З.ут}$ — растут с увеличением температуры. В таблицах указаны максимально допустимые токи, при которых транзисторы считают исправными. Чем меньше неуправляемые токи транзистора, тем лучше его качество.

Начальный ток стока $I_{С.нач}$ — ток стока при напряжении между затвором и истоком, равным нулю, и при напряжении на стоке, равном или превышающем напряжение насыщения.

Ток включения однопереходного транзистора $I_{вкл}$ — эмиттерный ток, при котором происходит включение.

Ток выключения однопереходного транзистора $I_{выкл}$ — наименьший эмиттерный ток, при котором сохраняется открытое состояние.

Напряжение отсечки $U_{ЗИ.отс}$ — напряжение между затвором и истоком полевого транзистора с *p-n* переходом или с изолированным затвором, работающего в режиме обеднения, при котором ток стока достигает заданного низкого значения. В полевых транзисторах с так называемым индуцированным каналом (например, КП301Б) ток в цепи стока появляется лишь при образовании канала при некотором пороговом напряжении на затворе.

Межбазовое напряжение однопереходного транзистора $U_{Б1Б2}$ — напряжение между базовыми выводами. *Межбазовое сопротивление* однопереходного транзистора $R_{Б1Б2}$ — сопротивление между базовыми выводами при токе эмиттера, равном нулю.

Параметры в режиме большого сигнала

Параметры в режиме большого сигнала характеризуют работу транзисторов в мощных каскадах усиления и в переключателях.

Статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ $h_{21Э}$ — отношение постоянного тока коллектора к постоянному току базы. В таблицах $h_{21Э}$ указан для заданного постоянного напряжения $U_{КЭ}$ и тока $I_К$.

Напряжение насыщения база — эмиттер $U_{БЭнас}$ — напряжение между выводами базы и эмиттера транзистора в режиме насыщения при заданных токах базы и коллектора. Насыщение — состояние транзистора, при котором оба его *p-n* перехода находятся в прямом включении.

Напряжение насыщения коллектор — эмиттер $U_{КЭнас}$ — измеряется в тех же режимах, что и $U_{БЭнас}$.

Транзистор выводится из насыщенного состояния при подаче в базу запирающего тока. Инерционность выключения транзистора (уменьшение тока коллектора) характеризуется параметром $\tau_{рас}$ — *время рассасывания*. Обычно время рассасывания составляет 1—5 мкс для маломощных НЧ и мощных ВЧ транзисторов и 0,1—0,05 мкс для ВЧ и СВЧ маломощных транзисторов.

Параметры в режиме малого сигнала

Параметры транзисторов, работающих в режиме малого сигнала, используют при расчетах усилительных каскадов, выходные напряжения которых существенно меньше напряжения источников питания, а также при расчете стабилизаторов напряжения и транзисторных фильтров.

Коэффициент передачи тока h_{21} — отношение изменения выходного тока к вызвавшему его изменению входного тока в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе. В зависимости от схемы включения к цифровым индексам добавляется буквенный: $h_{21Б}$ — коэффициент передачи тока в схеме ОБ; $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока в схеме ОЭ. Соотношения между коэффициентами передачи тока:

$$h_{21э} = -h_{21б}/(1 + h_{21б});\ h_{21б} = -h_{21э}/(h_{21э} + 1).$$

Коэффициенты передачи тока измеряют, как правило, на частотах 50—1000 Гц; на ВЧ эти параметры становятся комплексными величинами. Усилительные свойства транзисторов на высокой частоте характеризуются *модулем коэффициента передачи тока* $|h_{21э}|$. В таблицах указаны значения $h_{21э}$ и $|h_{21э}|$, соответствующие установленным значениям $U_{КЭ}$ и $I_К$ (или $I_Э$).

Входное сопротивление h_{11} — отношение изменения входного напряжения к вызвавшему его изменению входного тока в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе. В зависимости от схемы включения транзистора входное сопротивление обозначается $h_{11б}$, $h_{11э}$, при этом

$$h_{11э} \approx h_{11б} h_{21э}.$$

Выходная проводимость h_{22} — отношение изменения выходного тока к вызвавшему его изменению выходного напряжения в режиме холостого хода на входе. При включении транзистора по схеме ОБ выходная проводимость обозначается $h_{22б}$. Выходная проводимость $h_{22э}$ — параметр, аналогичный $h_{22б}$, но при включении транзистора по схеме ОЭ

$$h_{22э} \approx h_{22б} h_{21э}.$$

Крутизна характеристики полевого транзистора S — отношение тока стока к изменению напряжения на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в схеме ОИ.

Крутизна характеристики обычного (биполярного) транзистора $S = 1000/h_{11б}$, мА/В.

Емкость коллекторного перехода $C_к$ — емкость между выводами коллектора и базы при отключенном эмиттере и обратном смещении (несколько вольт) на коллекторе. При увеличении обратного напряжения емкость уменьшается.

Емкость эмиттерного перехода $C_э$ — емкость между выводами эмиттера и базы при отключенном коллекторе и обратном (или нулевом) смещении на эмиттере. При повышении напряжения значение $C_э$ также уменьшается.

Постоянная времени цепи обратной связи на высокой частоте биполярного транзистора $\tau_к = (r'_б C_к)$ — произведение омического сопротивления базы на активную емкость коллекторного перехода; выражается в пикосекундах.

Входная емкость полевого транзистора $C_{11и}$ — емкость между затвором и соединенными вместе истоком и стоком.

Проходная емкость полевого транзистора $C_{12и}$ — емкость между стоком и затвором.

Эта емкость вызывает появление обратной связи между выходом и входом усилителя на полевом транзисторе.

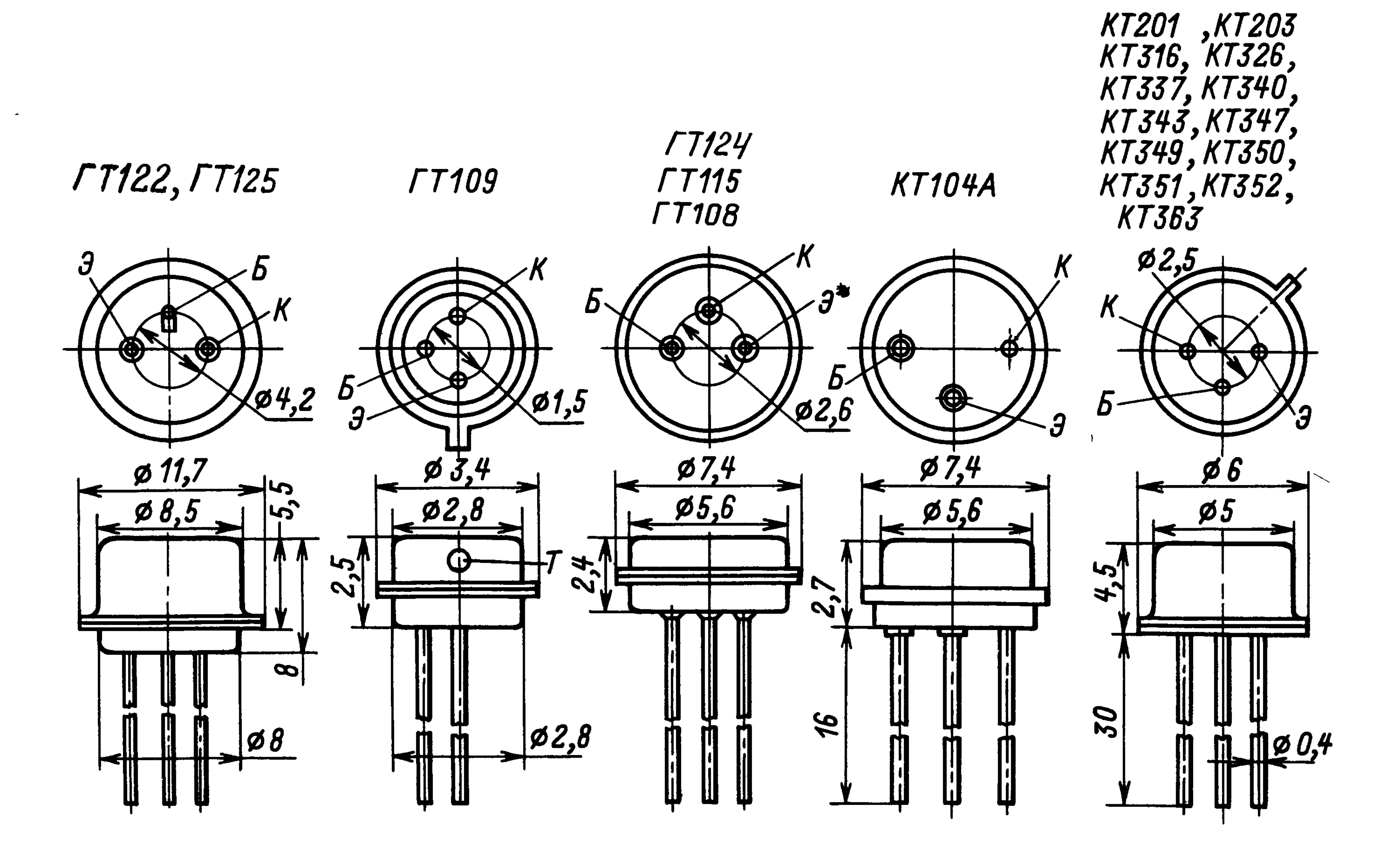
Частотные параметры

Предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора $f_{h_{21}}$ — частота, на которой модуль коэффициента передачи тока уменьшается на 3 дБ, т. е. до 0,7 величины по сравнению с его низкочастотным значением. При включении транзистора по схеме ОБ эта частота обозначается $f_{h21б}$, по схеме ОЭ $f_{h21э}$. Предельная частота $f_{h21э}$ примерно в $h_{21э}$ раз ниже частоты $f_{h21б}$.

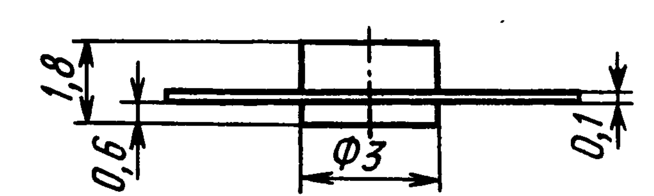
Граничная частота коэффициента передачи тока базы в схеме ОЭ $f_{гр}$ частота, на которой модуль коэффициента передачи тока транзистора, включенного по схеме ОЭ, равен единице. Для любой частоты диапазона $0{,}1\, f_{гр} < f < f_{гр}$ модуль коэффициента передачи тока изменяется по закону «6 дБ на октаву», т. е. вдвое при изменении частоты в 2 раза. Модуль коэффициента передачи тока: $|h_{21э}| = f_{гр}/f$.

Для транзистора имеют место следующие соотношения:

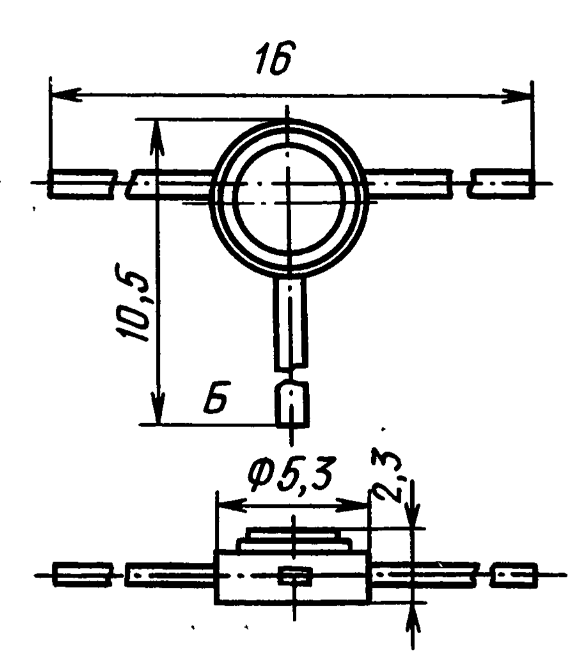
$$f_{h21э} \approx f_{h21б}/h_{21э};\ f_{h21б} \approx 1{,}2 f_{гр};$$
$$f_{гр} \approx 0{,}8 f_{h21б}.$$

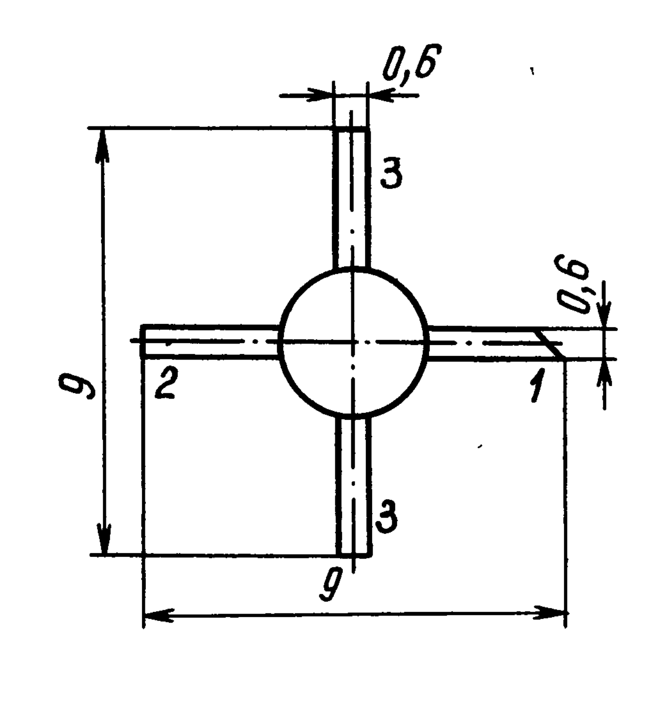


КТ372, ГТ383, КТ640



КТ356, КТ367, КТ371, КТ382
КТ3109





№ вывода	ГТ383, КТ372	КТ640А
1	К	К
2	Б	Э
3	Э	Б

Рис. 12.63

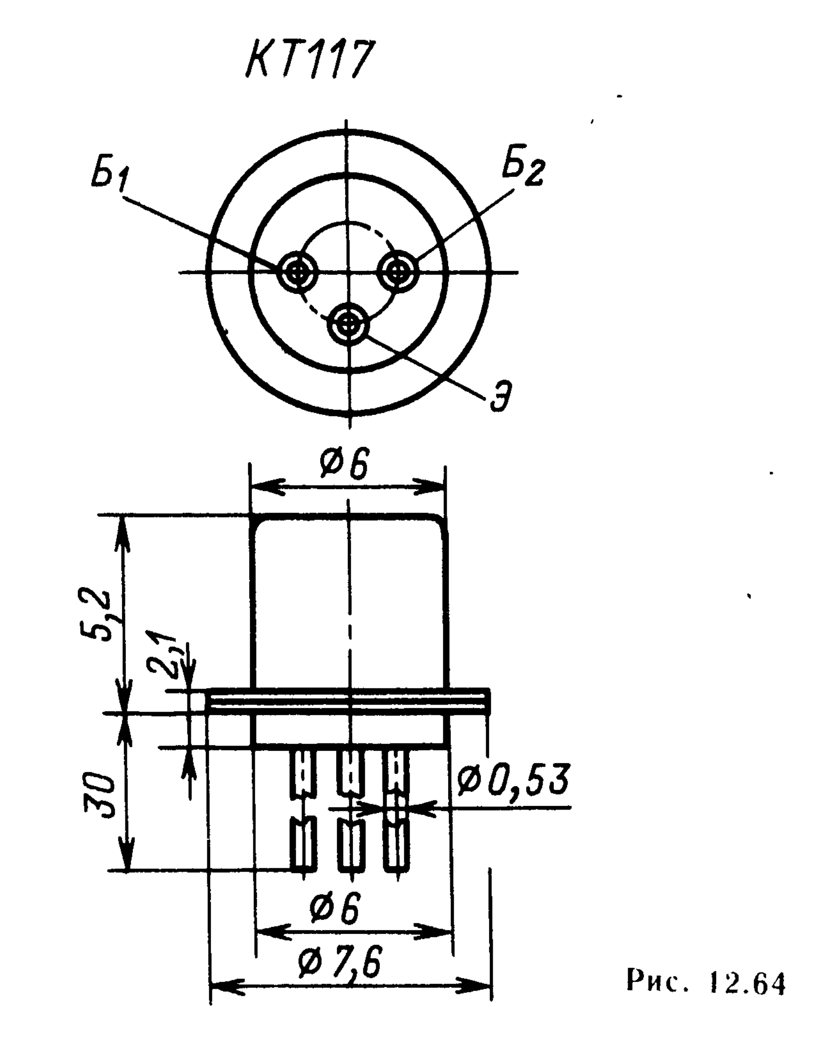


Рис. 12.64

ГТ308, ГТ321

КТ375, КТ3107, КТ502, КТ503

ГТ311, ГТ313 ГТ338

ГТ320

КТ368, КТ399, ГТ322, ГТ328, ГТ346

КТ306

КТ301, КТ312

Рис. 12.65

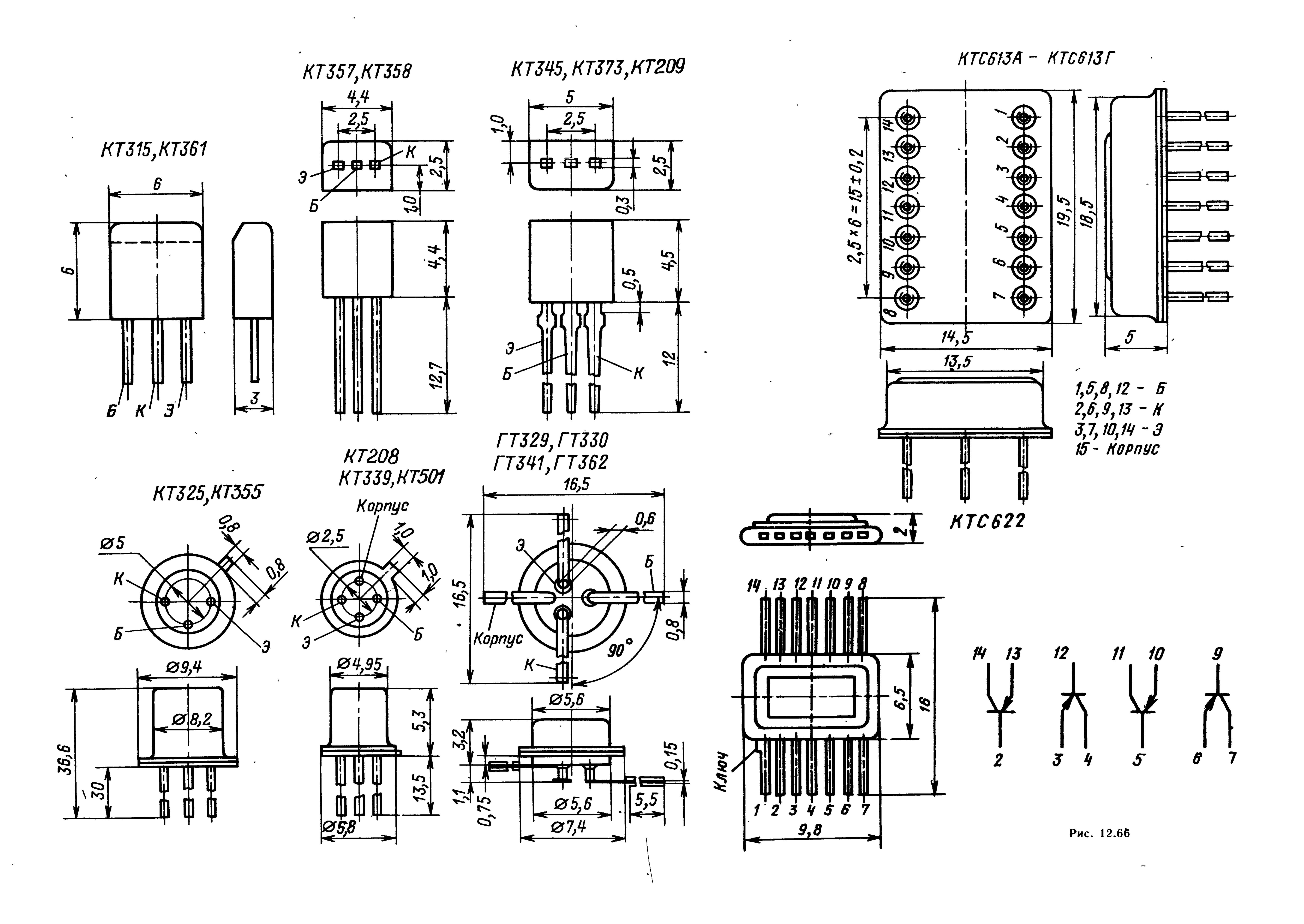
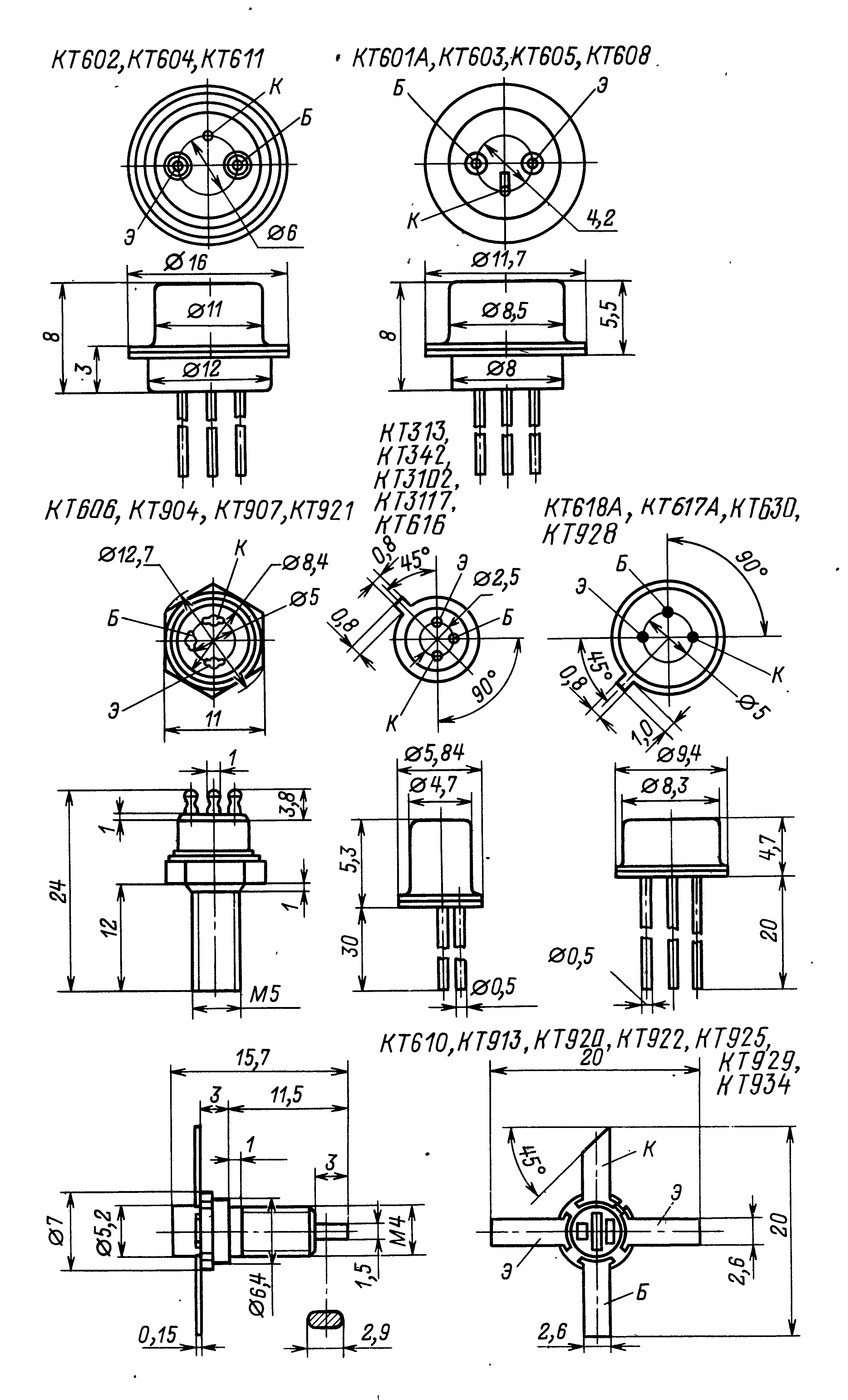
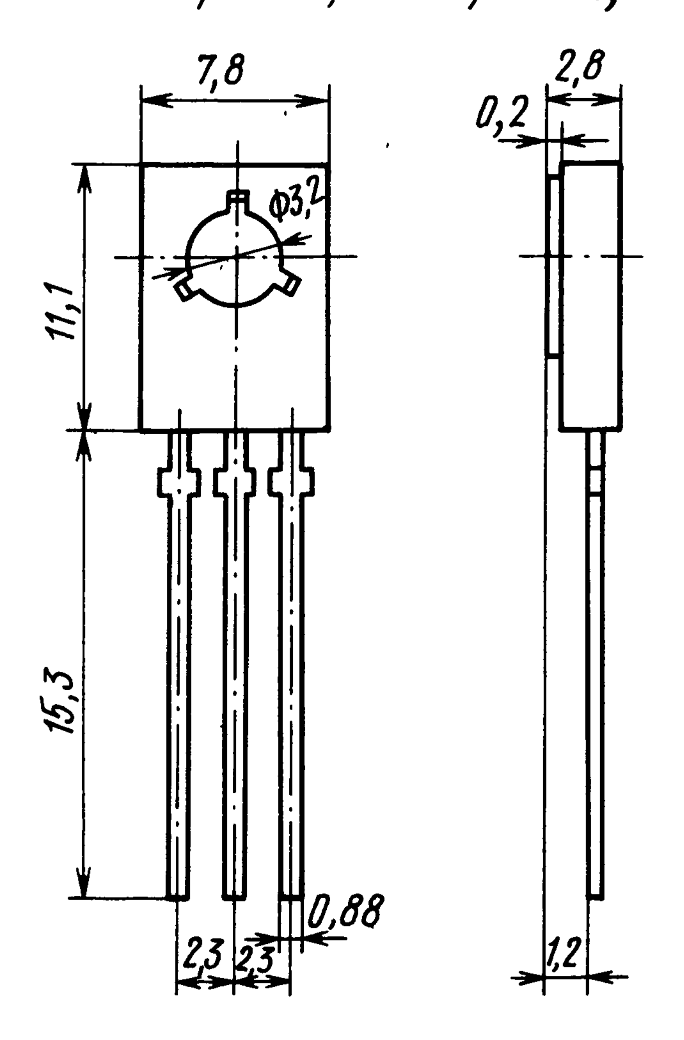

КТ315, КТ361
КТ357, КТ358
КТ345, КТ373, КТ209
КТС613А - КТС613Г
1,5,8,12 - Б
2,6,9,13 - К
3,7,10,14 - Э
15 - Корпус
КТС622
КТ325, КТ355
КТ208
КТ339, КТ501
ГТ329, ГТ330
ГТ341, ГТ362
Корпус
Ключ

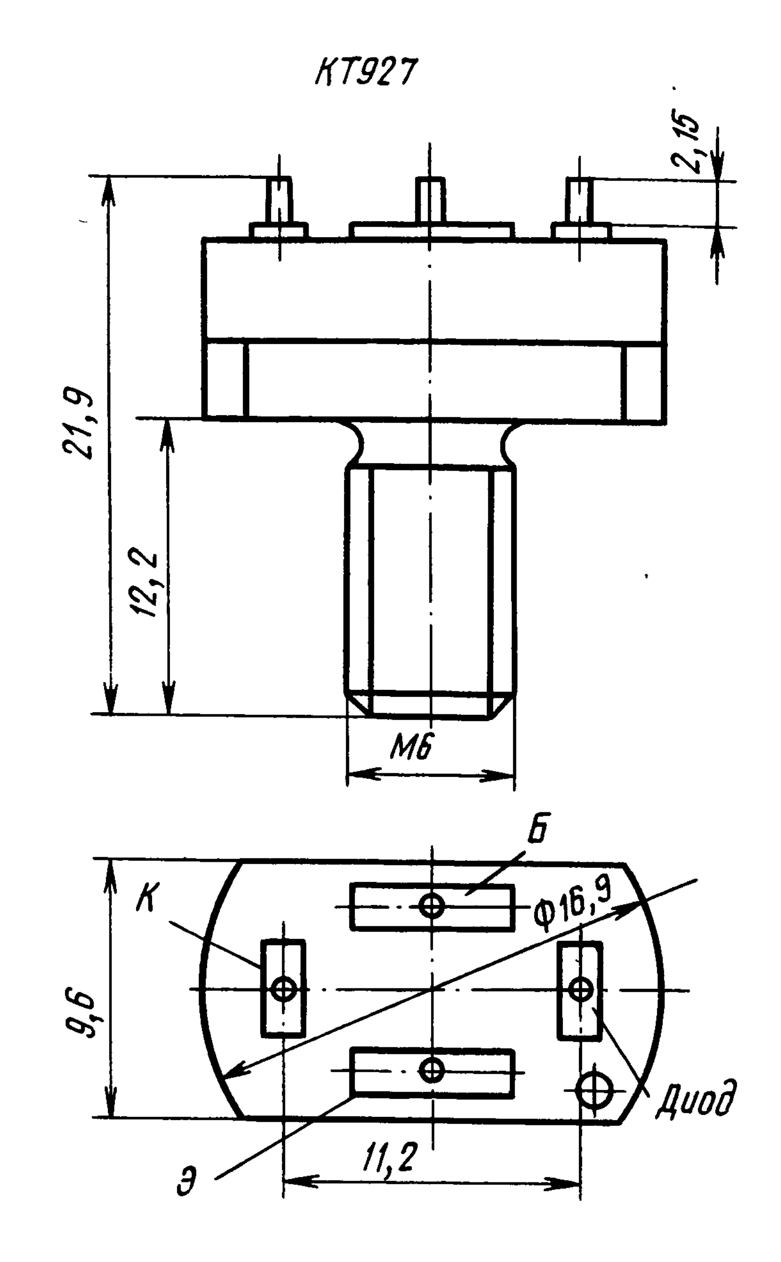
Рис. 12.66

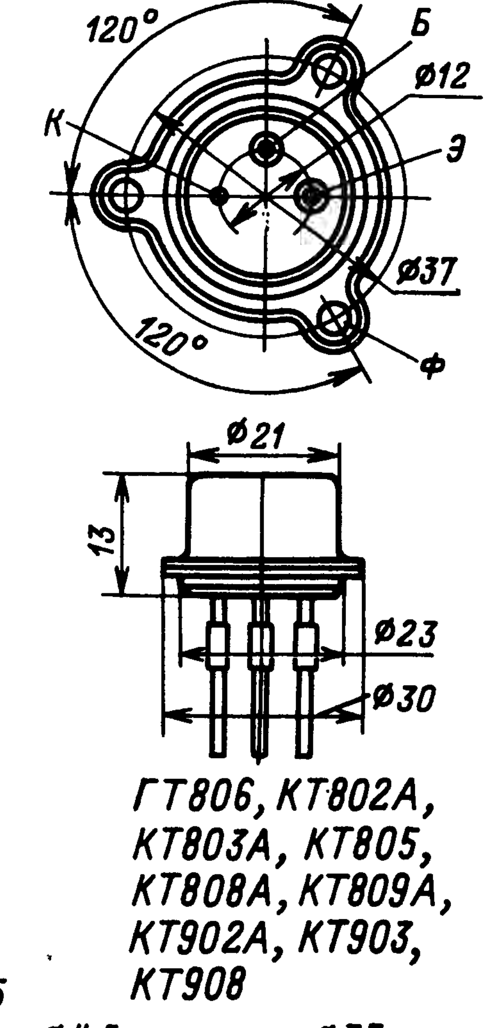


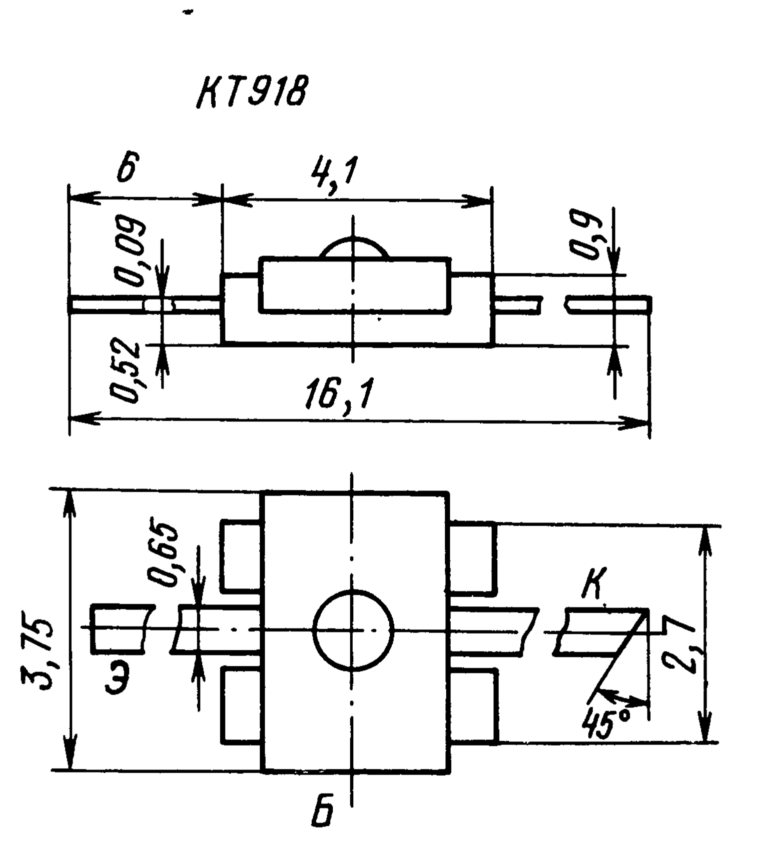
КТ602, КТ604, КТ611
КТ601А, КТ603, КТ605, КТ608
КТ606, КТ904, КТ907, КТ921
КТ313, КТ342, КТ3102, КТ3117, КТ616
КТ618А, КТ617А, КТ630, КТ928
КТ610, КТ913, КТ920, КТ922, КТ925, КТ929, КТ934

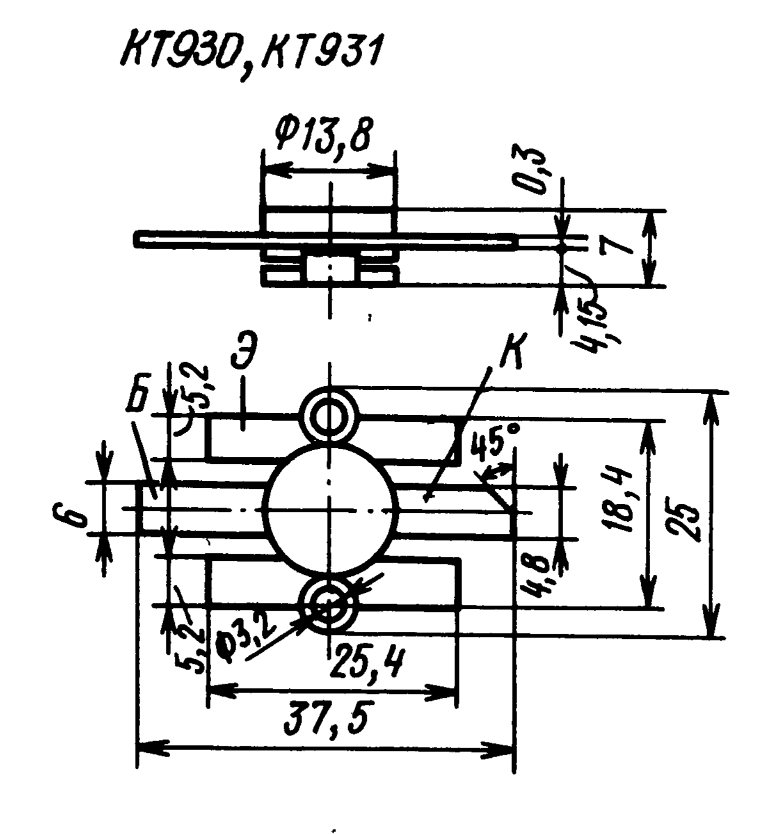
Рис. 12.67

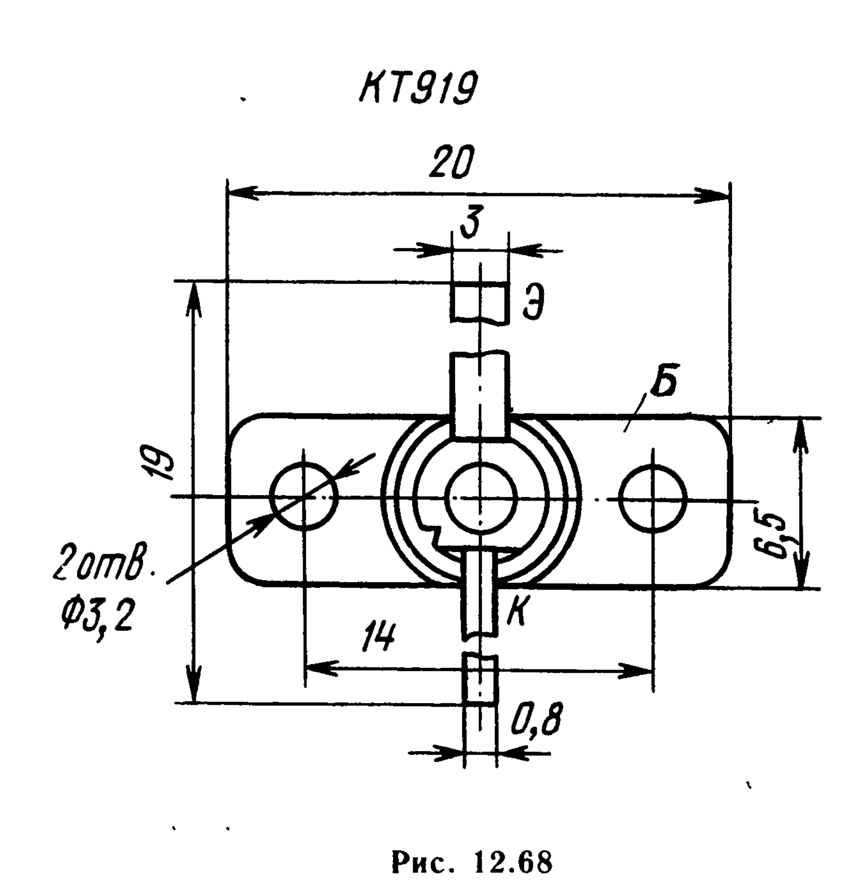

КТ626, КТ639, КТ644, КТ814,
КТ815, КТ816, КТ940, КТ943, КТ961
7,8
2,8
0,2
Ф3,2
11,1
15,3
0,88
2,3
2,3
1,2


КТ927
2,15
21,9
12,2
М6
Б
К
Ф16,9
9,6
Диод
Э
11,2


ГТ701А
120°
Б
Ф12
К
Э
Ф37
120°
Ф
Ф21
13
Ф23
Ф30


КТ918
6
4,1
0,09
0,9
0,52
16,1
3,75
0,65
К
Э
2,7
45°
Б


КТ930, КТ931
Ф13,8
0,3
7
4,15
Э
К
Б
5,2
45°
6
18,4
25
4,8
5,2
Ф3,2
25,4
37,5


КТ919
20
3
Э
Б
19
2отв.
Ф3,2
6,5
14
К
0,8

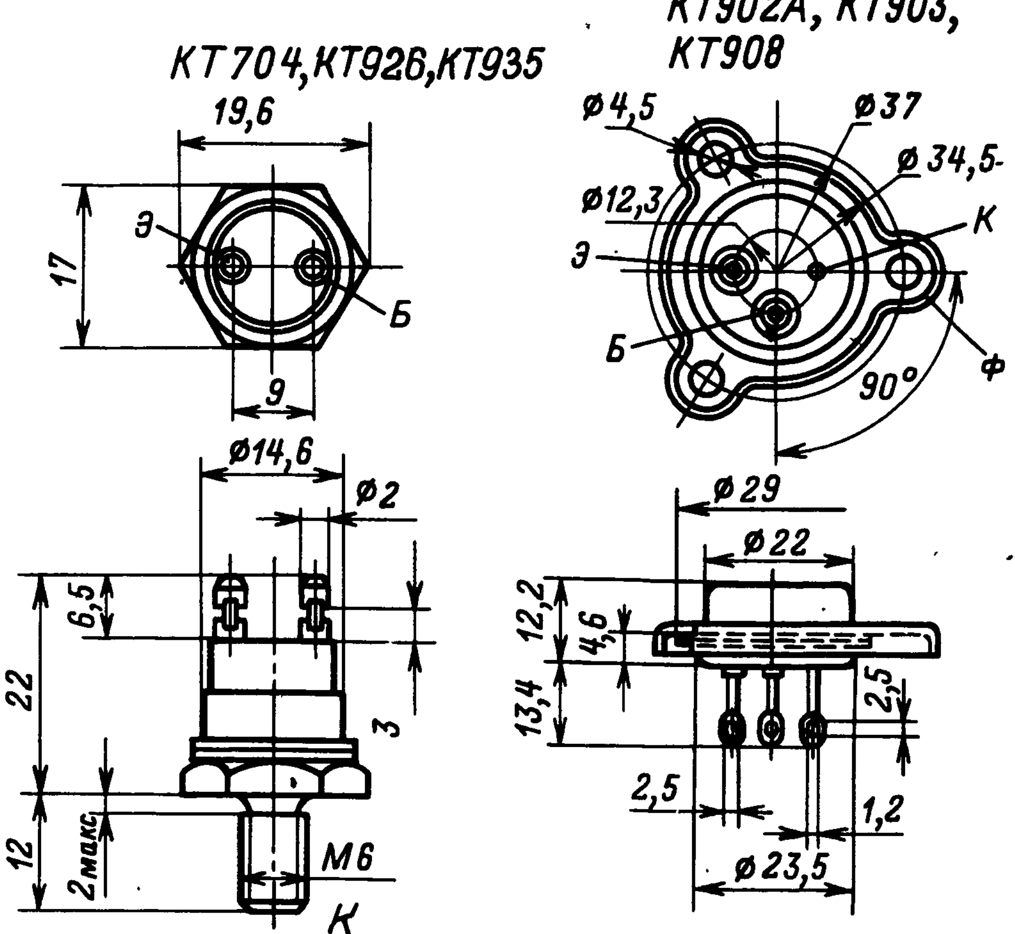
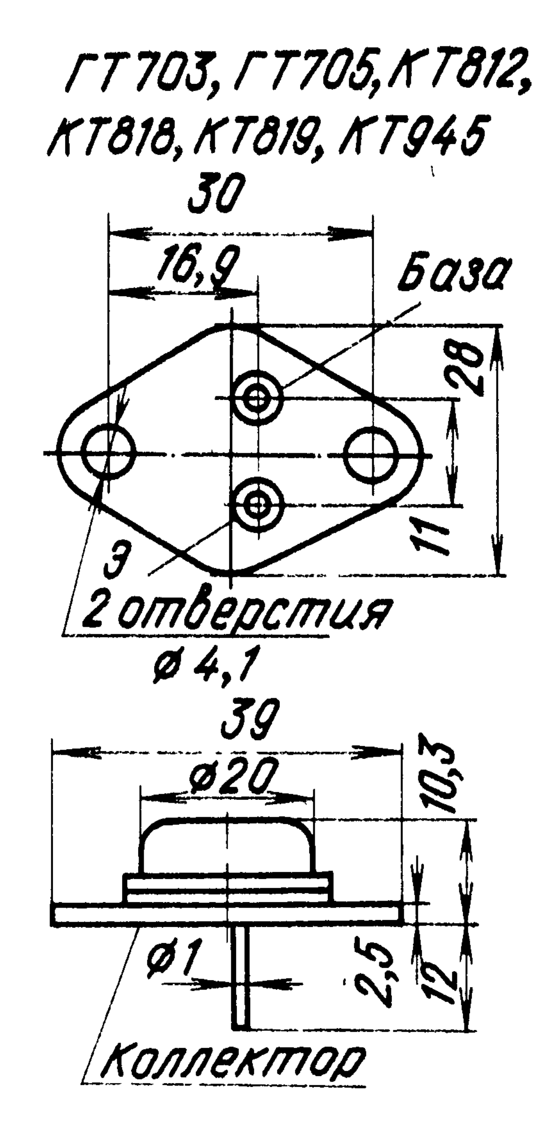

КТ704, КТ926, КТ935
19,6
17
Э
Б
9
Ф14,6
Ф2
6,5
22
3
12
2макс.
М6
К
ГТ806, КТ802А,
КТ803А, КТ805,
КТ808А, КТ809А,
КТ902А, КТ903,
КТ908
Ф4,5
Ф37
Ф34,5
Ф12,3
К
Э
Б
90°
Ф
Ф29
Ф22
12,2
4,6
13,4
2,5
2,5
1,2
Ф23,5

Рис. 12.68



ГТ810А
ГТ905

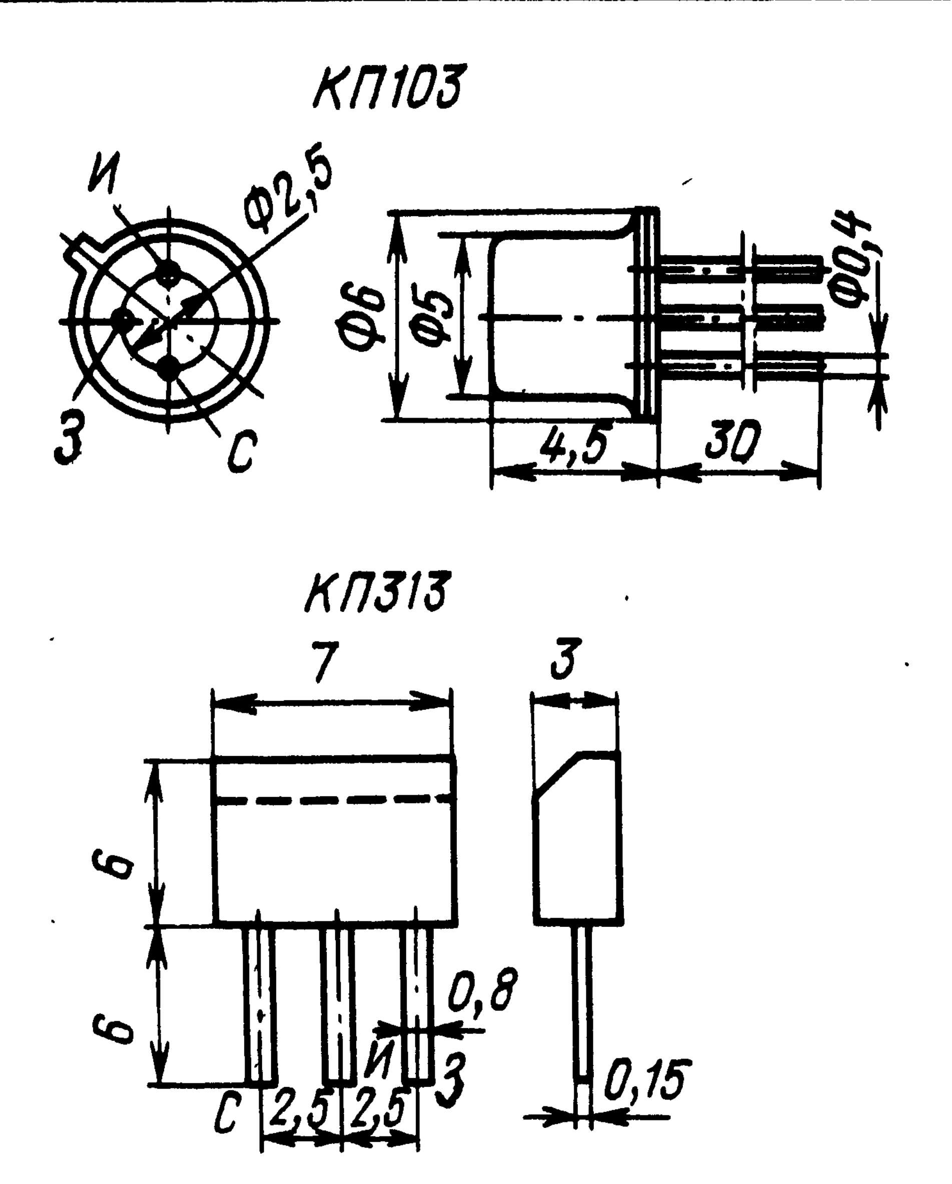
КТ912, КТ947

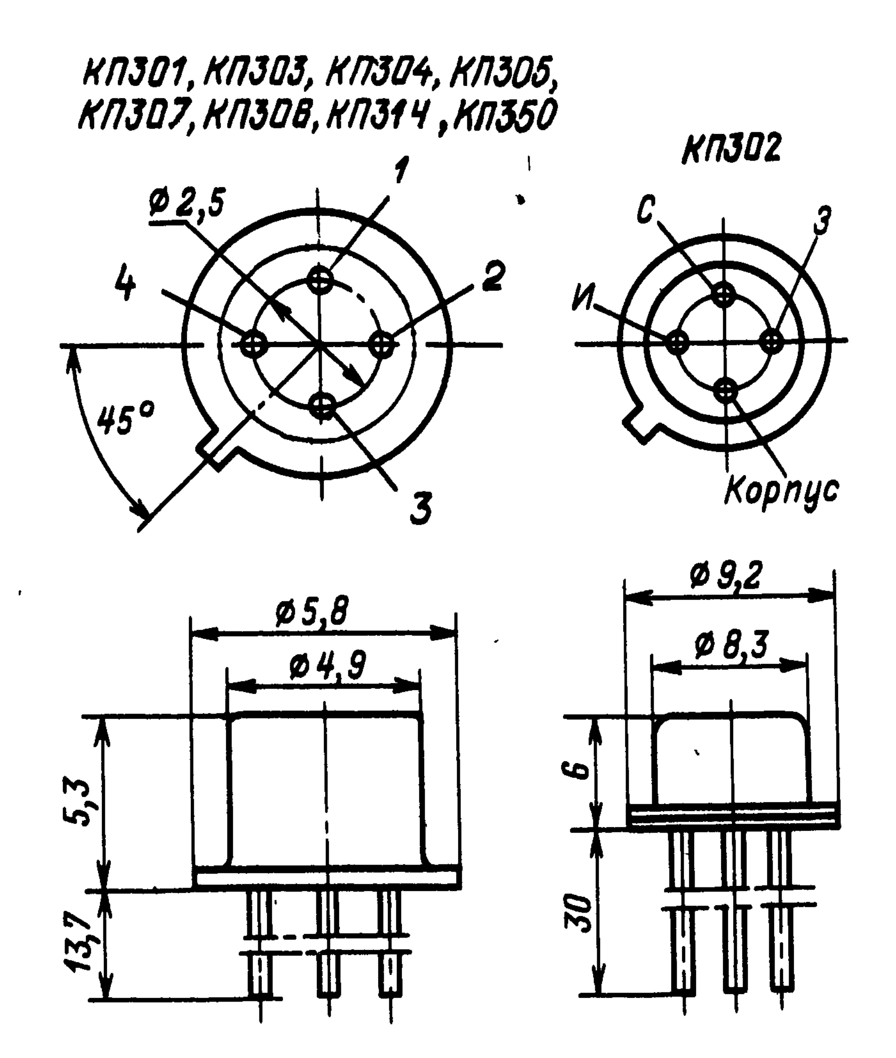
КТ807

КТ909

КТ911

Рис. 12.69





Тип	Назначение вывода			
	1	2	3	4
КП301	З	С	К	И
КП303	С	З	К	И
КП304	И	С	К	З
КП305	З2	З1	И—И—К	С
КП306	З	И	К	С
КП350	З2	З1	И—П—К	С

Рис. 12.70

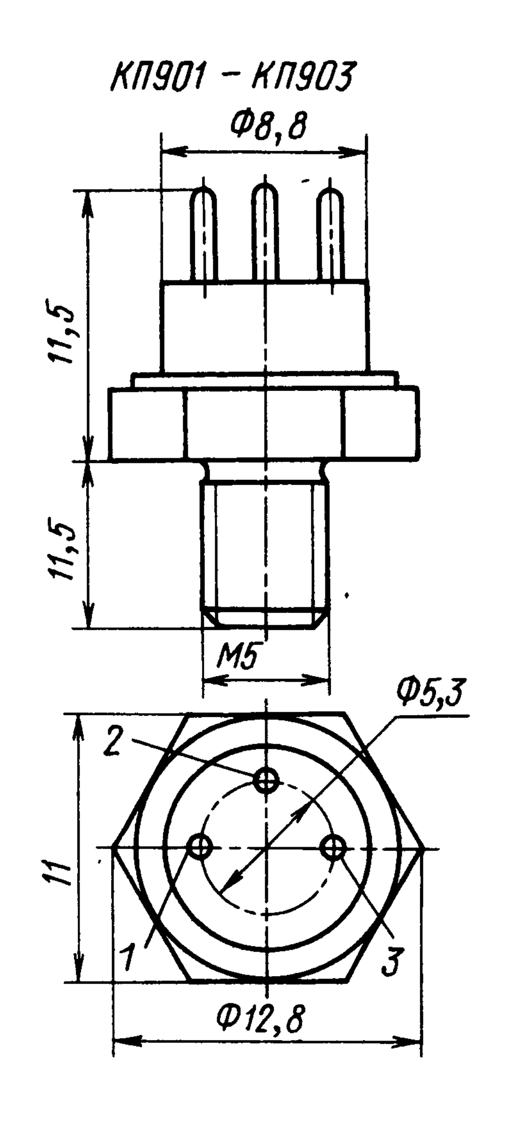
Максимальная частота генерации f_{max} — наибольшая частота, на которой транзистор способен генерировать колебания в автогенераторе при оптимальной обратной связи: $f_{max} \approx 200\sqrt{f_{гр}/\tau_к}$.

Во всех этих формулах частоты выражены в мегагерцах, а $\tau_к$ — в пикосекундах (Ом, пФ).

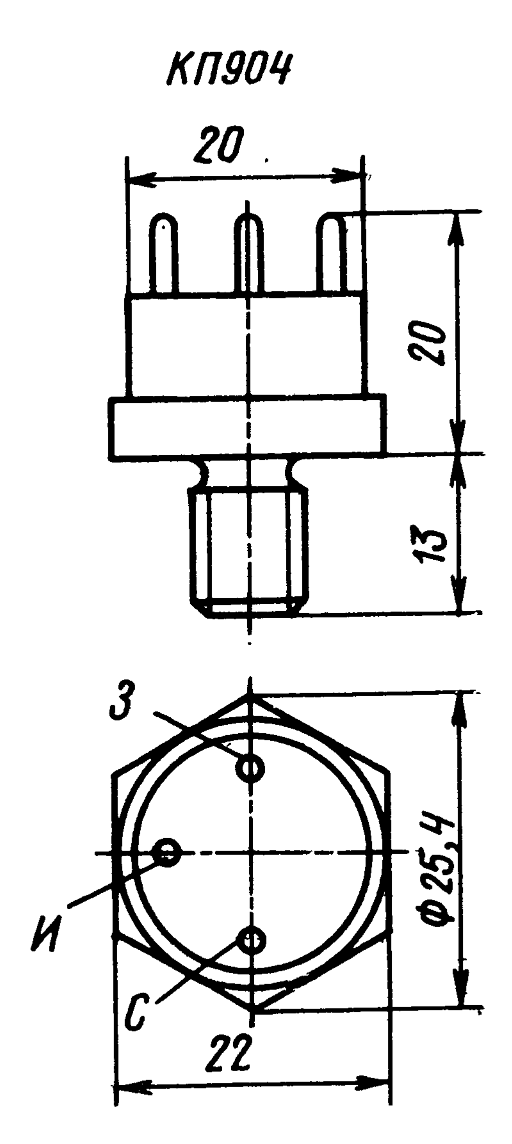
Граничная частота полевого транзистора — частота, при которой коэффициент усиления по мощности усилительного каскада превышает единицу; определяется крутизной и входной емкостью транзистора: $f \approx S/(2\pi C_{11и})$.

Параметры транзисторов (рис. 12.63—12.71) приведены в табл. 12.91—12.100. В табл. 12.101 даны параметры полевых транзисторов с двумя отдельными изолированными затворами. Ток стока в таких транзисторах зависит от напряжений на обоих затворах. Эти транзисторы могут использоваться, например, в качестве смесителей частот, в цепях совпадений и других устройствах.

Транзисторы ГТ328 предназначены для применения в усилительных каскадах с АРУ приемников и телевизоров. Особенностью этих транзисторов является то, что их предельная частота снижается с увеличением коллекторного тока (200 МГц при 2 мА и 90 МГц при 10 мА). Поэтому модуль передачи тока базы на высокой частоте транзистора также снижается при росте тока, чем достигается регулирование усиления каскада.



Тип	Назначение вывода		
	1	2	3
КП901	С	З	И
КП902	С	З	И
КП903	И	С	З



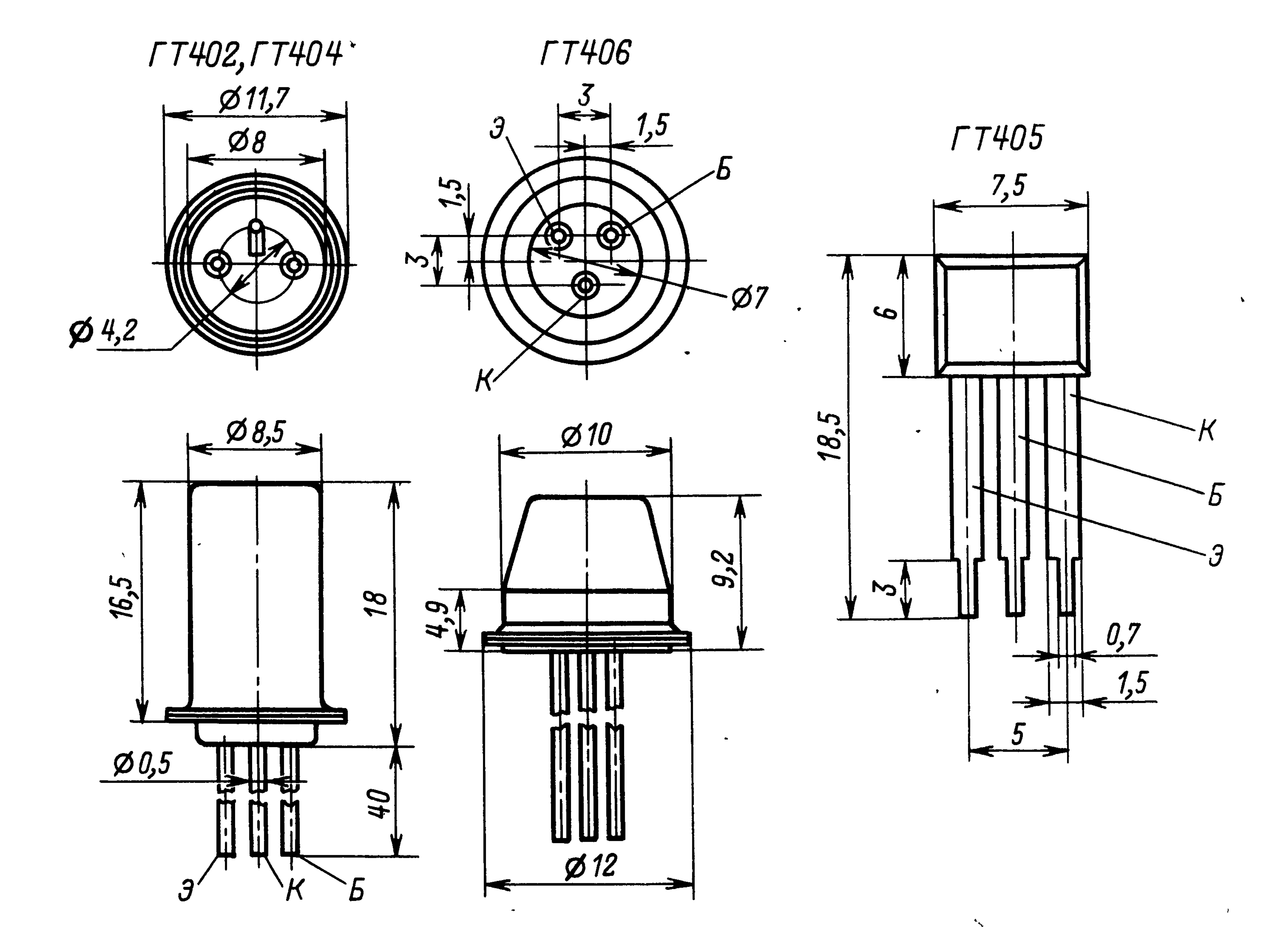


Рис. 12.71

Таблица 12.91. **Транзисторы малой мощности низкочастотные**

Тип	$U_{КБ\,max}$, [$U_{КБ,\,и\,max}$,] В	$I_{К\,max}$, [$I_{К,\,и\,max}$,] мА	$h_{21Э}$, (при $U_{КЭ}$, В; $I_Э$, мА)	$f_{h21б}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, мкА, не более	$C_к$, пФ, не более
			p-n-p			
ГТ108А	10, [18]	50	20—50 (5; 1)	0,5	10	50
ГТ108Б	10[18]	50	35—80 (5; 1)	1,0	10	50
ГТ108В	10, [18]	50	60—130 (5; 1)	1,0	10	50
ГТ108Г	10, [18]	50	110—250 (5; 1)	1,0	10	50
ГТ109А	10	20	20—50 (5; 1)	1,0	5	30
ГТ109Б	10	20	35—80 (5; 1)	1,0	5	30
ГТ109В	10	20	60—130 (5; 1)	1,0	5	30
ГТ109Г	10	20	110—250 (5; 1)	1,0	5	30
ГТ109Д	10	20	20—70 (1,2; 0,1)	3,0	2	40
ГТ109Е	10	20	50—100 (1,2; 0,1)	5,0	2	40
ГТ109Ж	10	20	100 (1,5; 10)	—	1,0	—
ГТ109И	10	20	20—80 (5; 1)	1,0	5	30
ГТ115А	20	30	20—80 (1; 25)	1,0	40	—
ГТ115Б	30	30	20—80 (1; 25)	1,0	40	—
ГТ115В	20	30	60—150 (1; 25)	1,0	40	—
ГТ115Г	30	30	60—150 (1; 25)	1,0	40	—
ГТ115Д	20	30	125—250 (1; 25)	1,0	40	—
ГТ124А	25	100	28—56	—	15	—
ГТ124Б	25	100	45—90	—	15	—
ГТ124В	25	100	71—162	—	15	—
ГТ125А	35	[300]	28—56 (5; 25)	—	50	—
ГТ125Б	35	[300]	45—90 (5; 25)	—	50	—
ГТ125В	35	[300]	71—140 (5; 25)	—	50	—
ГТ125Г	35	[300]	120—200 (5; 25)	—	50	—
ГТ125Д	35	[300]	—	—	50	—
ГТ125Е	35	[300]	—	—	50	—
ГТ125Ж	35	[300]	—	—	50	—
ГТ125И	70	[300]	—	—	50	—
ГТ125К	70	[300]	—	—	50	—
ГТ125Л	70	[300]	—	—	50	—
			n-p-n			
ГТ122А	35	20	15—45 (5; 1)	—	20	—
ГТ122Б	20	20	15—45 (5; 1)	—	20	—
ГТ122В	20	20	30—60 (5; 1)	—	20	—
ГТ122Г	20	20	40—100 (5; 1)	—	20	—

Примечание. Обратные токи $I_{КБО}$ измеряют: у транзисторов ГТ109Д, ГТ109Е при $U_{КБ}=1{,}2$ В; у ГТ108А-ГТ108Г, ГТ109А-ГТ109Г, ГТ109И, ГТ122А-ГТ122Г при $U_{КБ}=5$ В, у ГТ124А-ГТ124В при $U_{КБ}=15$ В.

Таблица 12.92. **Транзисторы малой мощности среднечастотные**

Тип	$U_{КБ\,max}$, [$U_{КБ,\,и\,max}$], В	$U_{КЭ\,max}$, [$U_{КЭ,\,и\,max}$], В	$I_{К\,max}$, [$I_{К,\,и\,max}$], мА	$h_{21Э}$, [$h_{21э}$] (при $U_{КЭ}$, В; $I_К$, мА)	$f_{h21б}$, [$f_{гр}$], МГц, не менее	$C_к$, пФ не более
			p-n-p			
КТ104А	30	[30]	50	9—35 (5; 1)	5	50
КТ104Б	15	[15]	50	20—80 (5; 1)	5	50
КТ104В	15	[15]	50	40—160 (5; 1)	5	50
КТ104Г	30	[30]	50	15—60 (5; 1)	5	50
КТ203А	60	[60]	10; [50]	9 (5; 1)	5	10
КТ203Б	30	[30]	10; [50]	30—150 (5; 1)	5	10
КТ203В	15	[15]	10; [50]	15—200 (5; 1)	5	10
КТ208А	20	20	150; [300]	20—60 (1; 30)	5	—
КТ208Б	20	20	150; [300]	40—120 (1; 30)	5	—
КТ208В	20	20	150; [300]	80—240 (1; 30)	5	—
КТ208Г	30	30	150; [300]	20—60 (1; 30)	5	—
КТ208Д	30	30	150; [300]	40—120 (1; 30)	5	—
КТ208Е	30	30	150; [300]	80—240 (1; 30)	5	—
КТ208Ж	45	45	150; [300]	20—60 (1; 30)	5	—
КТ208И	45	45	150; [300]	40—120 (1; 30)	5	—
КТ208К	45	45	150; [300]	80—240 (1; 30)	5	—
КТ208Л	60	60	150; [300]	20—60 (1; 30)	5	—

Окончание таблицы 12.92

Тип	$U_{КБ\,max}$, $[U_{КБ,\,и\,max}]$, В	$U_{КЭ\,max}$, $[U_{КЭ,\,и\,max}]$, В	$I_{К\,max}$, $[I_{К,\,и\,max}]$, мА	$h_{21э}$, $[h_{21Э}]$ (при $U_{КЭ}$, В; $I_К$, мА)	$f_{h21б}$, $[f_{гр}]$, МГц, не менее	$C_к$, пФ не более
КТ208М	60	60	150; [300]	40—120 (1; 30)	5	—
КТ209А	15	15	300; [500]	20—60 (1; 30)	[5]	50
КТ209Б	15	15	300; [500]	40—120 (1; 30)	[5]	50
КТ209В	15	15	300; [500]	80—240 (1; 30)	[5]	50
КТ209Г	30	30	300; [500]	20—60 (1; 30)	[5]	50
КТ209Д	30	30	300; [500]	40—120 (1; 30)	[5]	50
КТ209Е	30	30	300; [500]	80—240 (1; 30)	[5]	50
КТ209Ж	45	45	300; [500]	20—60 (1; 30)	[5]	50
КТ209И	45	45	300; [500]	40—120 (1; 30)	[5]	50
КТ209К	45	45	300; [500]	80—240 (1; 30)	[5]	50
КТ209Л	60	60	300; [500]	20—60 1; 30)	[5]	50
КТ209М	60	60	300; [500]	40—120 (1; 30)	[5]	50
			n-p-n			
КТ201А	20	[20]	20; [100]	[20—60], (1; 5)	[10]	20
КТ201Б	20	[20]	20; [100]	[30—90], (1; 5)	[10]	20
КТ201В	10	[10]	20; [100]	[30—90], (1; 5)	[10]	20
КТ201Г	10	[10]	20; [100]	[70—210], (1; 5)	[10]	20
КТ201Д	10	[10]	20; [100]	[30—90], (1; 5)	[10]	20

Примечания. 1. Для КТ209А-КТ209М $I_{КБО}$ не оговорен; для КТ207А-КТ207В $I_{КБО} \leqslant 50$ мкА; для остальных типов транзисторов $I_{КБО} \leqslant 1$ мкА при $U_{КБ} = U_{КБ\,max}$.

2. Для КТ104А-КТ104Г $C_э \leqslant 10$ пФ.

Таблица 12.93. **Транзисторы малой мощности высокочастотные**

Тип	$U_{КБ\,max}$, $[U_{КБ,\,и\,max}]$, В	$U_{КЭО\,max}$, $(U_{КЭО,\,и\,max})$, $[U_{КЭR,\,и\,max}]$, В	$I_{К\,max}$, $[I_{К,\,и\,max}]$, мА	$h_{21Э}$ (при $U_{КБ}$, В, $I_Э$, мА)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, мкА, не более	$C_к$, $[C_э]$, пФ, не более	$\tau_к$, пс, не более
				p-n-p				
ГТ308А	20, [30]	20, (12)	50, [120]	20—75 (1; 10)	90	5	8, [25]	400
	20, [30]	20, (12)	50, [120]	50—120 (1; 10)	120	5	8, [25]	400
	20, [30]	20, (12)	50, [120]	80—200 (1; 10)	120	5	8, [25]	400
ГТ321А	60	50	20; [2000]	20—60 (3; 500)	60	500	80, [600]	600
ГТ321Б	60	50	20, [2000]	40—120 (3; 500)	60	500	80, [600]	600
ГТ321В	60	50	20, [2000]	80—200 (3; 500)	60	500	80, [600]	600
ГТ321Г	45	40	20, [2000]	20—60 (3; 500)	60	500	80, [600]	600
ГТ321Д	45	40	20, [2000]	40—120 (3; 500)	60	500	80, [600]	600
ГТ321Е	45	40	20, [2000]	80—200 (3; 500)	60	500	80, [600]	600
ГТ322А	25	25	10	30—100 (5; 1)	80	4	1,8	50
ГТ322Б	25	25	10	50—120 (5; 1)	80	4	1,8	100
ГТ322В	25	25	10	20—120 (5; 1)	80	4	2,5	200
КТ313А	60	[50]	350, [700]	30—120 (10; 1)	200	0,5	12	120
КТ313Б	60	[50]	350, [700]	80—300 (10; 1)	200	0,5	12	120
КТ350А	20	[15]	600	20—200 (1; 500)	200	1	—	—
КТ351А	20	[15]	400	20—80 (1; 300)	200	1	70, [100]	—
КТ351Б	20	[15]	400	50—200 (1; 300)	200	1	15, [30]	—
КТ352А	20	15	200	25—120 (1; 200)	200	1	15, [30]	—
КТ352Б	20	15	200	70—300 (1; 200)	200	1	15, [30]	—
КТ357А	6	6	40	20—100 (0,5; 10)	300	5	7, [10]	—
КТ357Б	6	6	40	60—300 (0,5; 10)	300	5	7, [10]	—
КТ357В	20	20	40	20—100 (0,5; 10)	300	5	7, [10]	—
КТ357Г	20	20	40	60—300 (0,5; 10)	300	5	7, [10]	—
КТ361А	25	25	50, [150]	20—90 (10; 1)	250	1	9	500
КТ361Б	20	20	50, [150]	50—350 (10; 1)	250	1	9	500
КТ361В	40	40	50, [150]	20—90 (10; 1)	250	1	7	1000
КТ361Г	35	35	50, [150]	50—350 (10; 1)	250	1	7	500
КТ361Д	40	40	50, [150]	20—90 (10; 1)	250	1	7	250
КТ361Е	35	35	50, [150]	50—350 (10; 1)	250	1	7	1000
КТ361Ж	10	10	50, [150]	50—350 (10; 1)	250	1	7	1000
КТ361И	15	15	50, [150]	>250 (10; 1)	250	1	7	1000
КТ361К	60	60	50, [150]	50—350 (10, 1)	250	1	7	500

Продолжение табл. 12.93

Тип	$U_{КБ\,max}$, [$U_{КБ,\,и\,max}$], В	$U_{КЭО\,max}$, ($U_{КЭО,\,и\,max}$), [$U_{КЭR,\,и\,max}$], В	$I_{К\,max}$, [$I_{К,\,и\,max}$], мА	$h_{21Э}$ (при $U_{КБ}$, В, $I_Э$, мА)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, мкА, не более	$C_к$, [$C_э$], пФ, не более	$\tau_к$, пс, не более
КТ375А	60	60	>100	10—100(2; 20)	250	1	—	300
КТ375Б	30	30	>200	50—280(2; 20)	250	1	—	300
КТ3107А	50	45	100, [200]	70—140(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107Б	50	45	100, [200]	120—200(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107В	30	25	100, [200]	70—140(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107Г	30	25	100, [200]	120—220(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107Д	30	25	100, [200]	180—460(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107Е	25	20	100, [200]	120—220(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107Ж	25	20	100, [200]	180—460(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107И	50	45	100, [200]	180—460(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107К	30	25	100, [200]	380—800(5; 2)	200	0,1	7	—
КТ3107Л	25	20	100, [200]	380—800(5; 2)	200	0,1	7	—
				n-p-n				
КТ301А	20	20	10	40—120(10; 3)	20	10	10, [80]	4500
КТ301Б	30	30	10	10—32(10; 3)	20	10	10, [80]	4500
КТ301В	30	30	10	20—60(10; 3)	20	10	10, [80]	4500
КТ301Г	20	20	10	10—32(10; 3)	30	10	10, [80]	2000
КТ301Д	20	20	10	20—60(10; 3)	30	10	10, [80]	2000
КТ301Е	30	30	10	40—120(10; 3)	30	10	10, [80]	2000
КТ301Ж	30	30	10	80—300(10; 3)	30	10	10, [80]	2000
КТ312А	20	20	30, [60]	10—100(20; 2)	80	1	5, [20]	500
КТ312Б	35	35	30, [60]	25—100(20; 2)	120	1	5, [20]	500
КТ312В	20	20	30, [60]	50—280(20; 2)	120	1	5, [20]	500
КТ315А	—	25	100	30—120(10; 1)	270	1	7	300
КТ315Б	—	20	100	50—350(10; 1)	270	1	7	500
КТ315В	—	40	100	30—120(10; 1)	270	1	7	500
КТ315Г	—	35	100	50—350(10; 1)	270	1	7	500
КТ315Д	—	40	100	20—90(10; 1)	250	1	7	1000
КТ315Е	—	35	100	50—350(10; 1)	250	1	7	1000
КТ315Ж	—	20	50	30—250(10; 1)	250	0,6	10	800
КТ315И	—	60	50	>30(10; 1)	250	0,6	10	950
КТ340А	15	[15]	50	100—300(1; 10)	300	1	3,7, [7]	60
КТ340Б	20	[20]	50, [75]	100(1; 10)	300	1	3,7, [7]	—
КТ340В	15	[15]	50, [200]	35(2; 200)	300	1	3,7, [7]	—
КТ340Д	15	[15]	50	45(1; 10)	300	1	3,7, [7]	150
КТ342А	35	30	50, [300]	100—250(5; 1)	300	0,05	8	200
КТ342Б	30	25	50, [300]	200—500(5; 1)	300	0,05	8	300
КТ342В	25	10	50, [300]	400—1000(5; 1)	300	0,05	8	700
КТ349А	20	[15]	[40]	20—80(1; 1)	300	1	6, [8]	—
КТ349Б	20	[15]	[40]	40—160(1:1)	300	1	6, [8]	—
КТ349В	20	[15]	[40]	120—300(1; 1)	300	1	6, [8]	—
КТ358А	15	[15]	30, [60]	10—100(5,5; 20)	80	10	—	500
КТ358Б	30	[30]	30, [60]	25—100(5,5; 20)	120	10	—	500
КТ358В	15	[15]	30, [60]	50—280(5,5; 20)	120	10	—	500
КТ373А	30	[30]	50, [200]	100—250(5; 1)	300	0,05	8	—
КТ373Б	25	[25]	50, [200]	200—600(5; 1)	300	0,05	8	—
КТ373В	10	[10]	50, [200]	500—1000(5; 1)	300	0,05	8	—
КТ373Г	60	[60]	50, [200]	50—125(5; 1)	300	0,05	8	—
КТ3102А	50	50	100, [200]	100—250(5; 1)	150	0,05	6	100
КТ3102Б	50	50	100, [200]	200—500(5; 1)	150	0,05	6	100
КТ3102В	30	30	100, [200]	200—500(5; 1)	150	0,05	6	100
КТ3102Г	20	20	100, [200]	400—1000(5; 1)	300	0,05	6	100
КТ3102Д	30	30	100, [200]	200—500(5; 1)	150	0,05	6	100
КТ3102Е	20	20	100, [200]	400—1000(5; 1)	300	0,05	6	100
КТ3117А	60	50	400, [800]	40—200(5; 200)	200	10	10, [80]	—

Примечание. Значения $I_{КБО}$ указаны при $U_{КБ\,max}$.

Таблица 12.94. **Транзисторы малой мощности сверхвысокочастотные**

Тип	$U_{КБ\,max}$, [$U_{КБ\,и\,max}$], В	$U_{КЭ\,max}$, ($U_{КЭR,max}$), [$U_{КЭ,\,и\,max}$], В	$I_{К\,max}$, [$I_{К,и\,max}$], мА	$h_{21Э}$ (при $U_{КЭ}$, В; $I_Э$, мА)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, мкА, не более	$C_к$, [$C_э$], пФ, не более	$\tau_к$, пс, не более
				p-n-p				
ГТ313А	15	(12)	30	20—250(5; 5)	300—1000	5	2,5, [14]	75
ГТ313Б	15	(12)	30	20—250(5; 5)	450—1000	5	2,5, [14]	40
ГТ313В	15	(12)	30	30—170(5; 5)	350—1000	5	2,5[14]	75
ГТ328А	15	15	10	20—200(5; 3)	400	10	1,5, [2,5]	5
ГТ328Б	15	15	10	40—200(5; 3)	300	10	1,5, [5]	10
ГТ328В	15	15	10	10—50(5; 3)	300	10	1,5, [5]	10
ГТ346А	20	(15), 20	10	10—150(10; 2)	700	10	1,3	3
ГТ346Б	20	(15), 20	10	10—150(10; 2)	550	10	1,3	5,5
ГТ346В	20	(15), 20	10	15—150(10; 2)	550	10	1,3	6
ГТ376А	15	(7)	10	16—45(5; 2)	1500	5	1,2	—
КТ326А	20	(15)	50	20—70(2; 10)	400	0,5	5, [4]	450
КТ326Б	20	(15)	50	45—160(2; 10)	400	0,5	5, [4]	450
КТ337А	6	(6)	30	>30(0,3; 10)	500	1	6, [8]	—
КТ337Б	6	(6)	30	>50(0,3; 10)	600	1	6, [8]	—
КТ337В	6	(6)	30	>70(0,3; 10)	600	1	6, [8]	—
КТ343А	—	(17)	50	>30(0,3; 10)	300	1	6, [8]	—
КТ343Б	—	(17)	50	>50(0,3; 10)	300	1	6, [8]	—
КТ343В	—	(9)	50	>30(0,3; 10)	300	1	6, [8]	—
КТ345А	20	(20)	200	>20(1; 100)	350	1	15, [30]	—
КТ345Б	20	(20)	200	>50(1; 100)	350	1	15, [30]	—
КТ345В	20	(20)	200	>70(1; 100)	350	1	15, [30]	—
КТ347А	15	(15)	50, [110]	30—400(0,3; 10)	500	1	6, [8]	—
КТ347Б	9	(9)	50, [110]	30—400(0,3; 10)	500	1	6, [8]	—
КТ347В	6,0	(6,0)	50, [110]	50—400(0,3; 10)	500	1	6, [8]	—
КТ363А	15	(15)	30, [50]	20—70(5; 5)	1200	0,5	2, [2]	50
КТ363Б	15	(12)	30, [50]	40—120(5; 5)	1200	0,5	2, [2]	75
КТ371А	10	(10)	15, [30]	30—240 (5; 10)	3000	0,5	1,2, [1,5]	—
КТ372А	15	(15)	10	>10(5; 5)	2400	0,5	1, [1,5]	—
КТ372Б	15	(15)	10	>10(5; 5)	3000	0,5	1, [1,5]	—
КТ372В	15	(15)	10	>10(5; 5)	2400	0,5	1, [1,5]	—
КТ3109А	30	25	50	>15(10; 10)	800	0,1	—	6
КТ3109Б	25	20	50	>15(10; 10)	800	0,1	—	10
КТ3109В	25	20	50	>15(10; 10)	800	0,1	—	10
				n-p-n				
ГТ311Е	12; 20	(12)	50	15—80(3; 15)	250	5	2,5, [5]	75
ГТ311Ж	12; 20	(12)	50	50—200(3; 15)	300	5	2,5, [5]	100
ГТ311И	10; 20	(10)	50	100—300(3; 15)	450	5	2,5[5]	100
ГТ329А	10	10,(5)	20	15—300(5; 5)	1200	5	2, [3,5]	15
ГТ329Б	10	10,(5)	20	15—300(5; 5)	1500	5	3, [3,5]	20
ГТ329В	10	10,(5)	20	15—300(5; 5)	2000	5	3, [3,5]	20
ГТ330Д	10; 20	—	20	30—400(5; 5)	500	5	3, [5]	30
ГТ330Ж	10; 20	—	20	30—400(5; 5)	1000	5	3, [5]	50
ГТ330И	10; 20	—	20	10—400(5; 5)	500	5	3, [5]	30
ГТ341А	10	10,(5)	10	15—300(5; 5)	1500	5	1, [2]	10
ГТ341Б	10	10,(5)	10	15—300(5; 5)	2000	5	1, [2]	10
ГТ341В	10	10,(5)	10	15—300(5; 5)	1500	5	1, [2]	10
ГТ362А	5	(5)	10	10—200(3; 5)	2400	5	1, [1]	10
ГТ362Б	5	(5)	10	10—250(3; 5)	2400	5	1, [1]	20
ГТ383А	5	(5)	10	15—250(3,2; 5)	2400	5	1, [1]	—
ГТ383Б	5	(5)	—	10—250(3,2; 5)	1500	5	1, [1,2]	—
ГТ383В	5	(5)	—	15—250(3,2; 5)	3600	5	1, [1,2]	—
КТ306А	15	(10)	30	20—60(1; 10)	300	0,5	5, [4,5]	—
КТ306Б	15	(10)	30	40—120(1; 10)	500	0,5	5, [4,5]	—
КТ306В	15	(10)	30	20—100(1; 10)	300	0,5	5, [4,5]	500
КТ306Г	15	(10)	30	40—200(1; 10)	500	0,5	5, [4,5]	500
КТ306Д	15	(10)	30	30—150(1; 10)	200	0,5	5, [4,5]	300
КТ316А	10	(10)	30	20—60(1; 10)	600	0,5	3, [2,5]	—
КТ316Б	10	(10)	30	40—120(1; 10)	800	0,5	3, [2,5]	—
КТ316В	10	(10)	30	40—120(1; 10)	800	0,5	3, [2,5]	—
КТ316Г	10	(10)	30	20—100(1; 10)	600	0,5	3, [2,5]	150
КТ316Д	10	(10)	30	60—300(1; 10)	800	0,5	3, [2,5]	150
КТ325А	15	(15)	60	30—90(5; 10)	800	0,5	2,5, [2,5]	125
КТ325Б	15	(15)	60	70—210(5; 10)	800	0,5	2,5, [2,5]	125
КТ325В	15	(15)	60	160—400(5; 10)	1000	0,5	2,5, [2,5]	125

Продолжение табл. 12.94

Тип	$U_{КБ\,max}$, [$U_{КБ\,и\,max}$], В	$U_{КЭ\,max}$, ($U_{КЭR}$, max), [$U_{КЭ,\,и\,max}$] В	$I_{К\,max}$, [$I_{К,\,и\,max}$], мА	$h_{21Э}$ (при $U_{КЭ}$, В; $I_Э$, мА)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, мкА, не более	$C_к$, [$C_э$], пФ, не более	$\tau_к$, пс, не более
КТ339А	40	25, [40]	25	>25(10; 7)	300	1	2	25
КТ339Б	25	12, [25]	25	>15(10; 7)	250	1	2	25
КТ339В	40	25 [40]	25	>25(10; 7)	450	1	2	50
КТ339Г	40	25, [40]	25	>40(10; 7)	250	1	2	100
КТ339Д	40	25, [40]	25	>15(10; 7)	250	1	2	150
КТ355А	15	(15)	60	80—300(5; 10)	1500	0,5	2	—
КТ356А	10	(10)	40	80—260(5; 10)	1600	0,5	1, [1,5]	—
КТ356Б	10	(10)	40	80—320(5; 10)	2000	0,5	1, [1,5]	—
КТ367А	10	(10)	20, [40]	40—330(5; 10)	1500	0,5	1,5, [2,7]	—
КТ368А	15	(15)	30, [60]	50—300(5; 10)	900	0,5	1,7, [3]	—
КТ368Б	15	(15)	30, [60]	50—300(5; 10)	900	0,5	1,7, [3]	—
КТ382А	15	10	20, [40]	40—330(1, 5)	1800	0,5	2, [2,5]	—
КТ382Б	15	10	20, [40]	40—330(1; 5)	1800	0,5	2, [2,5]	—
КТ399А	15	15	20, [40]	>40(1; 5)	1800	0,5	1,7, [3]	8

Примечание. Значение $I_{КБО}$ указаны при $U_{КБmax}$.

Таблица 12.95. **Транзисторы средней мощности среднечастотные**

Тип	$U_{КЭО,\,max}$, [$U_{КЭR,\,max}$], В	$U_{КБ\,max}$, В	$I_{К,\,max}$, [$I_{К,\,и\,max}$], А	$h_{21Э}$ (при $U_{КБ}$, В, $I_К$, мА)	$f_{h21б}$, [$f_{h21э}$], МГц, не менее	$I_{КБО}$, мкА, не более	$U_{КЭ\,нас}$, [$U_{БЭ\,нас}$] (при $I_К$; $I_Б$, мА), В, не более
				p-n-p			
ГТ402А	25	—	0,5	30—80(1; 3)	1,0	20	—
ГТ402Б	25	—	0,5	60—150(1; 3)	1,0	20	—
ГТ402В	40	—	0,5	30—80(1; 3)	1,0	20	—
ГТ402Г	40	—	0,5	60—150(1; 3)	1,0	20	—
ГТ405А	25	—	0,5	30—80(1; 3)	1,0	25	—
ГТ405Б	25	—	0,5	60—150(1; 3)	1,0	25	—
ГТ405В	40	—	0,5	30—80(1; 3)	1,0	25	—
ГТ405Г	40	—	0,5	60—150(1; 3)	1,0	25	—
ГТ406А	[25]	25	1,25	30(—; 450)	[0,06]	50	0,5, [0,8] (500; 50)
КТ501А	[15]	16	0,3, [0,5]	20—60(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501Б	[15]	16	0,3, [0,5]	40—120(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501В	[15]	16	0,3, [0,5]	80—240(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501Г	[30]	30	0,3, [0,5]	20—60(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501Д	[30]	30	0,3, [0,5]	40—120(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501Е	[30]	30	0,3, [0,5]	80—240(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501Ж	[45]	45	0,3, [0,5]	20—60(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501И	[45]	45	0,3, [0,5]	40—120(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501К	[45]	45	0,3, [0,5]	80—240(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501Л	[60]	60	0,3, [0,5]	20—60(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ501М	[60]	60	0,3, [0,5]	40—120(1; 30)	5	—	0,4, [1,5] (300; 60)
КТ502А	25	40	0,15, [0,3]	40—120(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ502Б	25	40	0,15, [0,3]	80—240(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ502В	40	60	0,15, [0,3]	40—120(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ502Г	40	60	0,15, [0,3]	80—240(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ502Д	60	80	0,15, [0,3]	40—120(5; 10)	5	—	0,6 [1,2] (100; 5)
КТ502Е	80	90	0,15, [0,3]	40—120(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)

Окончание таблицы 12.95

Тип	$U_{КЭО, max}$, [$U_{КЭR, max}$], В	$U_{КБ max}$, В	$I_{К, max}$, [$I_{К, и max}$], А	$h_{21Э}$ (при $U_{КБ}$, В, $I_К$, мА)	$f_{h21б}$, [$f_{h21э}$], МГц, не менее	$I_{КБО}$, мкА, не более	$U_{КЭ нас}$, [$U_{БЭ нас}$] (при $I_К$; $I_Б$, мА), В, не более
				n-p-n			
ГТ404А	[25]	—	0,5	30—80(1, 3)	—	25	—
ГТ404Б	[25]	—	0,5	60—150(1; 3)	—	25	—
ГТ404В	[40]	—	0,5	30—80(1; 3)	—	35	—
ГТ404Г	[40]	—	0,5	60—150(1; 3)	—	25	—
КТ503А	25	40	0,3, [0,5]	40—120(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ503Б	25	40	0,3, [0,6]	80—240(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ503В	40	60	0,3, [0,6]	40—120(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ503Г	40	60	0,3, [0,6]	80—240(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ503Д	60	80	0,3, [0,6]	40—120(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)
КТ503Е	60	100	0,3, [0,6]	40—120(5; 10)	5	—	0,6, [1,2] (100; 5)

Примечания. 1. Для приборов КТ501А-КТ501М, КТ502А-КТ502Е и КТ503А-КТ503Е в графе $f_{h21б}$ [$f_{h21э}$] приводятся значения параметра $f_{гр}$.

2. Значения $I_{КБО}$ указаны при $U_{КБ max}$.

Таблица 12.96. **Транзисторы средней мощности высокочастотные**

Тип	$U_{КЭ max}$, [$U_{КЭ, и max}$], В	$U_{КБ max}$, [$U_{КБ, и max}$], В	$I_{К max}$, [$I_{К, и max}$], А	$h_{21Э}$ (при $U_{КБ}$, В; $I_Э$, А)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, [$I_{КЭО}$], мА, не более	$U_{КЭнас}$, [$U_{БЭ нас}$] (при $I_К$, А), В, не более	$C_к$, [$C_э$], пФ, не более	$\tau_к$, пс, не более
				p-n-p					
КТ626А	45	45	0,5, [1,5]	15—250(2, 0,15)	75	0,01	1	150	500
КТ626Б	60	60	0,5, [1,5]	30—100(2; 0,15)	75	0,15	1	150	500
КТ626В	80	80	0,5, [1,5]	15—45(2; 0,15)	45	0,15	1	150	500
КТ626Г	20	20	0,5, [1,5]	15—60(2; 0,15)	45	0,15	1	150	500
КТ626Д	20	20	0,5, [1,5]	40—250(2; 0,15)	45	0,15	1	150	500
КТ639А	45	45	1,5, [2]	40—100(2; 0,15)	80	0,0001	0,5, [1,25] (0,5)	50, [50]	180
КТ639Б	45	45	1,5, [2]	63—160(2; 0,15)	80	0,0001	0,5, [1,25] (0,5)	50, [50]	180
КТ639В	45	45	1,5, [2]	100—250(2; 0,15)	80	0,0001	0,5, [1,25] (0,5)	50, [50]	180
КТ639Г	60	45	1,5, [2]	40—100(2; 0,15)	80	0,0001	0,5[1,25] (0,5)	50, [50]	180
КТ639Д	60	45	1,5, [2]	63—120(2; 0,15)	80	0,0001	0,5, [1,25] (0,5)	50, [50]	180
КТ644А	60	60	0,6, [1]	40—120(10; 0,15)	200	0,0001	0,4, [1,3] (0,15)	8, [50]	180
КТ644Б	60	60	0,6, [1]	100—300(10; 0,15)	200	0,0001	0,4, [1,3] (0.15)	8, [50]	180
КТ644В	60	60	0,6, [1]	40—120(10; 0,15)	200	0,0001	0,4, [1,3] (0.15)	8, [50]	180
КТ644Г	60	60	0,6, [1]	100—300(10; 0,15)	200	0,0001	0,4, [1,3] (0,15)	8, [50]	180
				n-p-n					
КТ601А	100	100	0,03	16(20; 0,01)	40	[0,5]	—	15	600
КТ602А	100	120, [160]	0,075, [0,5]	20—80(10; 0,01)	150	0,07, [0,5]	[3,3] (0,05)	4, [25]	300
КТ602Б	100	120, [160]	0,075, [0,5]	50(10; 0,01)	150	0,07, [0,5]	[3,3] (0,05)	4, [25]	300
КТ602В	70	80	0,075, [0,5]	15—80(10; 0,01)	150	0,07, [0,5]	[3,3] (0,05)	4, [25]	300
КТ602Г	70	80	0,075, [0,5]	50(10; 0,01)	150	0,07, [0,5]	[3,3] (0,05)	4, [25]	300
КТ603А	30	30	0,3, [0,6]	10—80(2; 0,15)	200	0,01	1, [1,5] (0,15)	15, [40]	400
КТ603Б	30	30	0,3, [0,6]	60(2; 0,15)	200	0,01	1, [1,5] (0,15)	15, [40]	400
КТ603В	15	15	0,3, [0,6]	10—80(2; 0,15)	200	0,005	1, [1,5] (0,15)	15, [40]	400
КТ603Г	15	15	0,3, [0,6]	60(2; 0,15)	200	0,005	1, [1,5] (0,15)	15, [40]	400
КТ603Д	10	10	0,3, [0,6]	20—80(2; 0,15)	200	0,001	1, [1,5] (0,15)	15, [40]	400
КТ603Е	10	10	0,3, [0,6]	60—200(2; 0,15)	200	0,001	1, [1,5] (0,15)	15, [40]	400
КТ603И	30	30	0,3, [0,6]	20—80(2; 0,15)	100	0,01	1,2, [1,3)	—	—
КТ604А	250	300	0,2	10—40(40; 0,02)	40	[0,05]	8(0,02)	7, [50]	—
КТ604Б	250	300	0,2	30—120(40; 0,02)	40	[0,05]	8(0,02)	7, [50]	—
КТ605А	250	300	[0,2]	10—40(40; 0,02)	40	0,1	8(0,02)	7, [50]	—
КТ605Б	250	300	[0,2]	30—120(40; 0,02)	40	0,1	8(0,02)	7, [50]	—

Окончание табл. 12.96

Тип	$U_{КЭ\,max}$, $[U_{КЭ,\,и\,max}]$, В	$U_{КБ\,max}$, $[U_{КБ,\,и\,max}]$, В	$I_{К\,max}$, $[I_{К,\,и\,max}]$, А	$h_{21Э}$ (при $U_{КБ}$, В; $I_Э$, А)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, $[I_{КЭО}]$, мА, не более	$U_{КЭнас}$, $[U_{БЭнас}]$ (при $I_К$, А), В, не более	$C_к$, $[C_э]$, пФ, не более	$\tau_к$, пс, не более
КТ606А	60	60	0,4, [0,8]	—	350	1,5	—	10	10
КТ606Б	60	60	0,4, [0,8]	—	300	1,5	—	10	12
КТ608А	60, [80]	60, [80]	0,4, [0,8]	20—80(5; 0,2)	200	0,01	[1,2] (0,4)	15, [50]	—
КТ608Б	60, [80]	60, [80]	0,4, [0,8]	40—160(5; 0,2)	200	0,01	[1,2] (0,4)	15, [50]	—
КТ610А	20	20	0,3	50—300(10; 0,15)	1000	0,5	—	3,5, [18]	75
КТ610Б	20	20	0,3	20—300(10, 0,15)	700	0,5	—	3,5, [18]	75
КТ611А	180	200	0,1	10—40(40; 0,02)	60	[0,2]	8(0,02)	5	200
КТ611Б	180	200	0,1	30—120(40; 0,02)	60	[0,2]	8(0,02)	5	200
КТ611В	150	180	0,1	10—40(40, 0,02)	60	[0,2]	8(0,02)	5	200
КТ611Г	150	180	0,1	30—120(40; 0,02)	60	[0,2]	8(0,02)	5	200
КТ616А	20	20	0,4, [0,6]	40(1; 0,5)	200	0,015	0,6, [2] (0,5)	15, [50]	—
КТ616Б	20	20	0,4, [0,6]	25(1, 0,5)	200	0,015	0,6, [2] (0,5)	15, [50]	—
КТ617А	20	30	0,4, [0,6]	30(2, 0,4)	150	0,005	0,7(0,15)	15, [50]	120
КТ618А	250	300	0,1	30(40, 0,001)	40	0,05	—	7, [50]	—
КТ630А	120	120	1, [2]	40—120(10; 0,15)	50	0,001	0,3, [1,1] (0,15)	10, [65]	—
КТ630Б	120	120	1, [2]	80—240(10, 0,15)	50	0,001	0,3, [1,1] (0,15)	10, [65]	—
КТ630В	150	150	1, [2]	40—120(10; 0,15)	50	0,001	0,3, [1,1] (0,15)	10, [65]	—
КТ630Г	100	100	1, [2]	40—120(10, 0,15)	50	0,001	0,3; 1,1*(0,15)	10, [65]	—
КТ630Д	60	60	1, [2]	80—240(10; 0,15)	50	0,001	0,3; 1,1*(0,15)	10, [65]	—
КТ630Е	60	60	1, [2]	160—480(10, 0,15)	50	0,001	0,3; 1,1*(0,15)	10, [65]	—
Транзисторные матрицы									
n-p-n									
КТС613А	60	60	0,4, [0,8]	25—100	200	8, [8]	1,0[20] (0,4)	12	[45]
КТС613Б	60	80	0,4, [0,8]	40—200	200	8, [8]	1,0, [2,0] (0,4)	12	[45]
КТС613В	40	30	0,4, [0,8]	20—120	200	8, [8]	1,0, [2,0] (0,4)	12	[45]
КТС613Г	40	30	0,4, [0,8]	50—300	200	8, [8]	1,0, [2,0] (0,4)	12	[45]
p-n-p									
КТС622А	45	45	0,4, [0,6]	25—150	200	10, [20]	1,3, [2,2] (0,03)	15	[60]
КТС622Б	35	35	0,4, [0,6]	10	150	10, [20]	2,0, [2,5] (0,03)	15	[60]

Примечание. Значения $I_{КБО}$ указаны при $U_{КБmax}$.

Таблица 12.97. **Транзисторы большой мощности низкочастотные**

Тип	$U_{ЭБ\,max}$, В	$U_{КЭ\,max}$, $[U_{КЭО,\,и\,max}]$, В	$I_{К\,max}$, А	$h_{21э}$, $[h_{21Э}]$ (при $U_{КЭ}$, В; $I_К$, $[I_Э]$, А)	$f_{21э}$, $[f_{гр}]$, кГц, не менее	$I_{КЭО}$, $[I_{КБО}]$, мА, не более	$U_{КЭ\,нас}$, $[U_{БЭ\,нас}]$ (при $I_К$; $I_Б$, А), В, не более
p-n-p							
ГТ701А	15	55, [100]	12	[10] (2; 5)	5	[6,0]	—
ГТ703А	—	20, [25]	3,5	30—70	10	[0,5]	0,6, [0,6] (3; 0,015)
ГТ703Б	—	20, [25]	3,5	50—100	10	[0,5]	0,6, [0,6] (3; 0,09)
ГТ703В	—	30, [35]	3,5	30—100	10	[0,5]	0,6, [0,6] (3; 0,015)
ГТ703Г	—	30, [35]	3,5	50—100	10	[0,5]	0,6, [0,6] (3; 0,09)
ГТ703Д	—	40, [50]	3,5	20—45	10	[0,5]	0,6, [0,6] (3; 0,225)
n-p-n							
ГТ705А	—	20, [25]	3,5	30—70(1, [0,05])	10	[0,5]	1, [2] (1,5; 0,1)
ГТ705Б	—	20, [25]	3,5	50—100(1, [0,05])	10	[0,5]	1, [2] (1,5; 0,1)
ГТ705В	—	30, [35]	3,5	30—70(1, [0,05])	10	[0,5]	1, [2] (1,5; 0,1)

Окончание таблицы 12.97

Тип	$U_{ЭБ\,max}$, В	$U_{КЭ\,max}$, $[U_{КЭО,\,и\,max}]$, В	$I_{К\,max}$ А	$h_{21э}$, $[h_{21Э}]$ (при $U_{КЭ}$, В; $I_К$, $[I_Э]$, А)	$f_{h21э}$, $[f_{гр}]$ **кГц, не менее**	$I_{КЭО}$, $[I_{КБО}]$, мА, не более	$U_{КЭ\,нас}$, $[U_{БЭ\,нас}]$ (при $I_К$; $I_Б$, А), В, не более
ГТ705Г	—	30, [35]	3,5	50—100(1, [0,05])	10	[0,5]	1, [2] (1,5; 0,1)
ГТ705Д	—	20, [35]	3,5	90—250(1, [0,05])	10	[0,5]	1, [2] (1,5; 0,1)
КТ704А	4	[1000]	2,5	[10—100] (15,1)	3000	5,0	5, [3] (2; 1,5)
КТ704Б	4	[700]	2,5	[10—100] (15,1)	3000	5,0	5, [3] (2; 1,5)
КТ704В	4	[500]	2,5	[10—100] (15,1)	3000	5,0	5, [3] (2; 1,5)

Примечание. Значения токов $I_{КЭО}$ указаны при $U_{КЭ\,max}$; $I_{КБО}$ при $U_{КБ\,max}$. Для транзистора ГТ701А в этой графе приведены значения $I_{КЭR}$ при сопротивлении между базой и эмиттером, равном 10 Ом.

Таблица 12.98. **Транзисторы большой мощности среднечастотные, высокочастотные и сверхвысокочастотные**

Тип	$U_{КЭ\,max}$, $(U_{КЭ,\,и\,max})$, $[U_{КЭR,\,max}]$, В	$U_{КБ\,max}$, $[U_{КБ,\,и\,max}]$, В	$I_{К\,max}$, $[I_{К,\,и\,max}]$, А	$I_{Б\,max}$, $[I_{Б,\,и\,max}]$, А	$h_{21Э}$ (при $U_{КБ}$, В; $I_К$, А)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, $[I_{КЭО}]$, мА, не более	$U_{КЭ\,нас}$, $[U_{БЭ\,нас}]$ (при $I_К$; $I_Б$, А), В, не более
				p-n-p				
ГТ806А	75	—	[15]	[3,0]	10—100(0; 10)	10	[12]	0,6, [1] (15)
ГТ806Б	100	—	[15]	[3,0]	10—100(0; 10)	10	[12]	0,6, [1] (15)
ГТ806В	120	—	[15]	[3,0]	10—100(0; 10)	10	[12]	0,6, [1] (15)
ГТ806Г	50	—	[15]	[3,0]	10—100(0; 10)	10	[12]	0,6, [1] (15)
ГТ806Д	140	—	[15]	[3,0]	10—100(0; 10)	10	[12]	0,6, [1] (15)
ГТ810А	200, (250)	200	10	1,5	15(10; 5)	15	20	[0,8] (10)
ГТ905А	75	75	3, [7]	0,6, [1]	35—100(10; 3)	—	2	0,5(3)
ГТ905Б	60	60	3, [7]	0,6, [1]	35—100(10; 3)	60	2	0,5(3)
КТ814А	[40]	40	1,5, [3]	0,5	40(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ814Б	[50]	40	1,5, [3]	0,5	40(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ814В	[70]	40	1,5, [3]	0,5	40(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ814Г	[100]	30	1,5, [3]	0,5	30(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ816А	[40]	25	3, [6]	1	20(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ816Б	[50]	45	3, [6]	1	35(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ816В	[70]	60	3, [6]	1	30(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ816Г	[100]	100	3, [6]	1	15(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ818А	25	—	15, [20]	3, [5]	15(5; 5)	3	1	2, [3] (5; 0,5)
КТ818Б	40	—	15, [20]	3, [5]	20(5; 5)	3	1	2, [3] (5; 0,5)
КТ818В	60	—	15, [20]	3, [5]	15(5; 5)	3	1	2, [3] (5; 0,5)
КТ818Г	80	—	15, [20]	3, [5]	12(5; 5)	3	1	2, [3] (5; 0,5)
				n-p-n				
КТ805А	160	—	5, [8]	[2—2,5]	15(10; 2)	20	[60]	2,5, [2,5] (5)
КТ805Б	135	—	5, [8]	[2—2,5]	15(10; 2)	20	[60]	[5,5] (5)
КТ807А	100, (120)	—	0,5, [1,5]	0,2	15—45(5; 0,5)	—	[5]	1(0,5)
КТ807Б	100, (120)	—	0,5, [1,5]	0,2	30—100(5; 0,5)	—	[5]	1(0,5)
КТ808А	120, (250)	—	[10]	[4]	10—50(3; 6)	7	[50]	[2,5] (8; 0,6)
КТ809А	400	—	3, [5]	[1,5]	15—100(5; 2)	5,5	[50]	1,5, [2,3] (2; 0,4)
КТ812А	400, (700)	700	8, [12]	3	4(2,5; 8)	30	5	[2,5] (8; 2)
КТ812Б	310, (500)	500	8, [12]	3	4(2,5; 8)	30	5	[2,5] (8; 2)
КТ812В	200, (300)	300	8, [12]	3	10(5; 5)	30	5	[2,5] (8; 2)
КТ815А	[40]	40	1,5, [3]	0,5	40(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ815Б	[50]	40	1,5, [3]	0,5	40(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ815В	[70]	40	1,5, [3]	0,5	40(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ815Г	[100]	40	1,5, [3]	0,5	30(2; 0,15)	3	0,05	0,6, [1,2] (0,5; 0,05)
КТ817А	25	25	3, [6]	1	20(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ817Б	45	45	3, [6]	1	35(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ817В	70	60	3, [6]	1	30(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ817Г	100	100	3, [6]	1	15(2; 2)	3	0,1	1, [1,5] (3; 0,3)
КТ819А	[40]	40	15, [20]	3, [5]	15(5; 5)	3	1	2, [3] (5; 0,5)
КТ819Б	[50]	40	15, [20]	3, [5]	20(5; 5)	3	1	2, [3] (5; 0,5)

Окончание табл. 12.98

Тип	$U_{КЭ\,max}$, ($U_{КЭ,\,и\,max}$), [$U_{КЭR,\,max}$], В	$U_{КБ\,max}$, [$U_{КБ,\,и\,max}$], В	$I_{К\,max}$, [$I_{К,\,и\,max}$], А	$I_{Б\,max}$, [$I_{Б,\,и\,max}$], А	$h_{21Э}$(при $U_{КБ}$, В; $I_К$, А)	$f_{гр}$, МГц, не менее	$I_{КБО}$, [$I_{КЭО}$], мА, не более	$U_{КЭ\,нас}$, [$U_{БЭ\,нас}$] (при $I_К$; $I_Б$, А), В, не более
КТ819В	[70]	40	15, [20]	3, [5]	15(5; 5)	3	3	2, [3] (5; 0,5)
КТ819Г	[100]	40	15, [20]	3, [5]	12(5; 5)	3	3	2, [3] (5; 0,5)
КТ829А	[100]	—	3,5	—	750	—	—	2, [2,5] (3,5; 0,014)
КТ829Б	[80]	—	3,5	—	750	—	—	2, [2,5] (3,5; 0,014)
КТ829В	[60]	—	3,5	—	750	—	—	2, [2,5] (3,5; 0,014)
КТ829Г	[45]	—	3,5	—	750	—	—	2, [2,5] (3,5; 0,014)
КТ911А	40	55	0,4	—	—	1000	1000	1 (0,2; 0,04)
КТ911Б	40	55	0,4	—	—	800	800	1 (0,2; 0,04)
КТ911В	30	40	0,4	—	—	1000	1000	1 (0,2; 0,04)
КТ911Г	30	40	0,4	—	—	800	800	1 (0,2; 0,04)
КТ912А	70	—	20	10	10—50(10; 5)	90	90	—
КТ912Б	70	—	20	10	200—100(10; 5)	90	90	—
КТ913А	55	55	0,5, [1]	0,25	—	900	900	0,15, 0,86(0,25; 0,3)
КТ913Б	55	55	1, [2]	0,5	—	900	900	0,15, [0,86] (0,25; 0,3)
КТ913В	55	55	1, [2]	0,5	—	900	900	0,15, [0,86) (0,25; 0,3)
КТ916А	—	55	2, [4]	1	—	1200	1200	—
КТ918А	—	30	0,2	—	—	800	800	—
КТ918Б	—	30	0,2	—	—	1000	1000	—
КТ919А	—	45	0,7	0,2	—	1500	1500	—
КТ919Б	—	45	0,35	0,1	—	1500	1500	—
КТ919В	—	45	0,2	0,05	—	1500	1500	—
КТ919Г	—	45	0,7	0,2	—	1500	1500	—
КТ920А	—	36	0,5, [1]	0,25, [0,5]	—	400	400	—
КТ920Б	36	36	1,0, [2]	0,5, [1]	—	400	400	—
КТ920В	36	36	3,0, [7]	1,5, [3,5]	—	400	400	—
КТ920Г	36	36	3,0, [7]	1,5, [3,5]	—	350	350	—
КТ921А	36	65, [80]	3,5	1	10(10; 1)	90	90	—
КТ921Б	65	65, [80]	3,5	1	10(10; 1)	90	90	—
КТ922А	65	—	0,8, [1,5]	—	—	300	300	—
КТ922Б	65	—	1,5, [4,5]	—	—	300	300	—
КТ922В	65	—	3,0, [9]	—	—	300	40	—
КТ922Г	65	—	1,5, [4,5]	—	—	300	20	—
КТ922Д	65	—	3,0, [9]	—	—	250	40	—
КТ925А	65	36	0,5, [1]	—	—	500	7	—
КТ925Б	36	36	1, [3]	—	—	500	[12]	—
КТ925В	36	36	3,3, [8,5]	—	—	450	[30]	—
КТ925Г	36	36	3,3, [8,5]	—	—	450	[30]	—
КТ926А	36	—	15, [25]	7, [12]	10—60(7; 15)	50	[25]	2,5, [2,5] (15; 3)
КТ926Б	(200), [150]	—	15, [25]	7, [12]	10—60(7; 15)	50	[25]	2,5, [2,5] (10; 3)
КТ927А	(200), [150]	70	10, [30]	—	15—50(6; 5)	100	[40]	—
КТ927Б	35*	70	10, [30]	—	25—75(6; 5)	100	[40]	—
КТ927В	35	70	10, [30]	—	40—100(6; 5)	100	[40]	—
КТ928А	35	60	0,8, [1,2]	—	20—100(3; 0,15)	250	0,005, [0,005]	1, [1,5] (0,3; 0,03)
КТ928Б	60	60	0,8, [1,2]	—	50—200(3; 0,15)	250	0,005, [0,005]	1, [1,5] (0,3; 0,03)
КТ929А	60	30	0,8	—	—	400	5, [5]	—
КТ930А	30	—	6	—	—	450	[10]	—
КТ930Б	28	—	10	—	—	600	[20]	—
КТ931А	28	—	15	—	—	250	[30]	—
КТ934А	60	—	0,5	—	—	500	[7,5]	—
КТ934Б	60	—	1	—	—	500	[15]	—
КТ934В	60	—	2	—	—	500	[30]	—
КТ934Г	60	—	1	—	—	450	[15]	—
КТ934Д	60	—	2	—	—	450	[30]	—
КТ935А	[80], (100)	—	20, [30]	10, [15]	20—100(4; 15)	—	[30]	1, [1,7] (15; 3)
КТ940А	300	300	0,1, [0,3]	0,05	25(10; 0,03)	90	50	1 (0,03; 0,006)
КТ940Б	250	250	0,1, [0,3]	0,05	25 (10; 0,03)	90	50	1 (0,03; 0,006)
КТ940В	160	160	0,1, [0,3]	0,05	25(10; 0,03)	90	50	1 (0,03; 0,006)
КТ943А	45	45	2	0,3	40—200(2; 0,15)	30	0,1	0,6(1; 0,1)
КТ943Б	60	60	2	0,3	40—160(2; 0,15)	30	0,1	0,6(1; 0,1)
КТ943В	80	100	2	0,3	40—120(2; 0,15)	30	0,1	0,6(1; 0,1)
КТ943Г	80	100	2	0,3	20—60(2; 0,15)	30	1	1,2(1; 0,1)
КТ943Д	60	100	2	0,3	30—100(2; 0,15)	30	1	1,2(1; 0,1)
КТ945А	150	—	15	7	10(7; 15)	—	[25]	—
КТ947А	[100]	—	20	—	10—80(5; 20)	75	100	—
КТ961А	80	100	1,5, [2]	0,3	40—100(2; 0,15)	50	0,01	0,5(0,5; 0,05)
КТ961Б	60	80	1,5, [2]	0,3	63—160(2; 0,15)	50	0,01	0,5(0,5; 0,05)
КТ961В	45	60	1,5, [2]	0,3	100—250(2; 0,15)	50	0,01	0,5(0,5; 0,05)

Примечание. Значения $I_{КБО}$ указаны при $U_{КБ\,max}$; $I_{КЭО}$ при $U_{КЭ\,max}$.

Таблица 12.99. **Однопереходные кремниевые транзисторы**

Тип	P_{max}, мВт	$U_{Б1Б2\,max}$, $U_{Б2Э\,max}$, В	$I_{Э\,max}$, мА	$I_{вкл}$, мкА, не более	$I_{выкл}$, мА, не более	$R_{Б1,\,Б2}$, кОм
КТ117А	300	30	50	20	1,0	4–9
КТ117Б	300	30	50	20	1,0	4–9
КТ117В	300	30	50	20	1,0	8–12
КТ117Г	300	30	50	20	1,0	8–12

Примечания. 1. Тепловое сопротивление 0,33°С/мВт.
2. Обратный ток эмиттера $I_{ЭБО} \leqslant 1$ мкА
3. Максимальная частота генерации 200 кГц.
4. Максимальный импульсный ток эмиттера меньше 1 А.

Таблица 12.100. **Полевые транзисторы**

Тип	$U_{ЗС\,max}$, В	$U_{СИ\,max}$, В	$I^{**}_{С\,нач}$ (при $U_{СИ}$, В), мА	$U^{*}_{ЗИ\,отс}$, В	S, мА/В	$I_{З\,ут}$ (при $U_{ЗИ}$, В), нА, не более	$C_{11и}$, пФ, не более	$C_{12и}$, пФ, не более
С p-n переходом и каналом p-типа								
КП103Е(ЕР)	—	10	2,5	0,4–1,5	2,4	20	20	8
КП103Ж(ЖР)	—	10	3,8	0,5–2,2	2,8	20	20	8
КП103И(ИР)	—	10	1,8	0,8–3	2,6	20	20	8
КП103К(КР)	—	10	5,5	1,4–4	3	20	20	8
КП103Л(ЛР)	—	10	6,6	2–6	3,8	20	20	8
КП103М(МР)	—	10	12	2,8–7	4,4	20	20	8
С p-n переходом и каналом n-типа								
КП302А	20	20	3–24(7)	5	5	10(10)	20	8
КП302Б	20	20	18–43(7)	7	7	10(10)	20	8
КП302В	20	20	33(10)	10	—	10(10)	20	8
КП303А	30	25	0,5–2,5(10)	0,5–3	1–4	1(10)	0,5–6	—
КП303Б	30	25	0,5–2,5(10)	0,5–3	1–4	1(10)	0,5–6	—
КП303В	30	25	1,5–5(10)	1–4	2–5	1(10)	0,5–6	—
КП303Г	30	25	3–12(10)	8	3–7	0,1(10)	0,5–6	2
КП303Д	30	25	3,9(10)	8	2–6	5(10)	0,5–6	—
КП303Е	30	25	5–20(10)	8	4	5(10)	0,5–6	—
КП303Ж	30	25	0,3–3(10)	0,3–3	1–4	5(10)	0,5–6	—
КП303И	30	25	1,5–5(10)	0,5–2	2–6	5(10)	0,5–6	—
КП307А	27	27	3–9(10)	0,5–3	4–9	1(10)	5	1,5
КП307Б	27	27	5–15(10)	1–5	5–10	1(10)	5	1,5
КП307В	27	27	5–15(10)	1–5	5–10	1(10)	5	1,5
КП307Г	27	27	8–24(10)	1,5–6	6–12	1(10)	5	1,5
КП307Д	27	27	8–24(10)	1,5–6	6–12	1(10)	5	1,5
КП307Е	27	27	1,5–5(10)	2,5	3–8	1(10)	5	1,5
КП307Ж	27	27	3–25(10)	7	4	0,1(10)	5	1,5
С изолированным затвором и каналом p-типа								
КП301Б	15	20	$0,5 \cdot 10^{-3}$(15)	—	1	0,3(30)	3,5	1
КП301В	15	20	$0,5 \cdot 10^{-3}$(15)	—	2	0,3(30)	3,5	1
КП301Г	15	20	$0,5 \cdot 10^{-3}$(15)	—	0,5	0,5(30)	3,5	1
КП304А	30	25	$2 \cdot 10^{-4}$(25)	—	4	20(30)	9	2
С изолированным затвором и каналом n-типа								
КП305Д	15	15	—	6	5,2–10,5	1(15)	5	0,8
КП305Е	15	15	—	6	4–10,5	0,005(15)	5	0,8
КП305Ж	15	15	—	6	5,2–10,5	1(15)	5	0,8
КП305И	15	15	—	6	4–10,5	1(15)	5	0,8
КП313А	15	15	—	6	4,5–10,5	10(10)	7	0,9
КП313Б	15	15	—	6	4,5–10,5	10(10)	7	0,9
КТ313В	15	15	—	6	4,5–10,5	10(10)	7	0,9
КП901А	85	70	200(20)	—	50	—	—	15
КП901Б	85	70	200(20)	—	60	—	—	15
КП902А	30	50	10(50)	—	19	0,05(30)	6,5	0,5

Окончание таблицы 12.100

Тип	$U_{ЗСmax}$, В	$U_{СИmax}$, В	$I^{**}_{Снач}$ (при $U_{СИ}$, В), мА	$U^{*}_{ЗИ отс}$, В	S, мА/В	$I_{З ут}$ (при $U_{ЗИ}$, В), нА, не более	$C_{11и}$, пФ, не более	$C_{12и}$, пФ, не более
КП902Б	30	50	10(50)	—	25	0,05(30)	6,5	0,5
КП902В	30	50	15(50)	—	14	0,05(30)	6,5	0,5
КП904А	90	70	70(20)	—	390	—	—	—
КП904Б	90	70	70(20)	—	390	—	—	—
КП905А	70	60	20(20)	—	18	—	7	0,6
КП905Б	70	60	20(20)	—	18	—	11	0,6
КП907А	70	60	100(20)	—	110	—	20	3
КП907Б	70	60	100(20)	—	110	—	20	3
С диффузионным затвором и каналом n-типа								
КП314А	30	25	2,5—20(10)	—	4	0,1(10)	6	2
С p-n переходом и каналом n-типа								
КП903А	20	20	450	6	125	10^5	—	—
КП903Б	20	20	250	2	115	10^5	—	—
КП903В	20	20	450	3	115	10^5	—	—

Примечания. 1. При напряжении стока $U_{СИ}=15$ В, $I_С=10$ мкА для КП312А, Б; при $U_{СИ}=10$ В; $I_С=10{-}2$ мкА для КП308А-КП308Д; при $U_{СИ}=5$ В, $I_С=10$ мкА для КП903А-КП903В; при $U_{СИ}=7$ В, $I_С=10$ мкА для КП302А-КП302В; при $U_{СИ}=10$ В, $I_С=10$ мкА для остальных типов транзисторов.

2. Значения $I_{С нач}$ приводятся при $U_{ЗИ}=0$.

Таблица 12.101. **Полевые транзисторы с двумя изолированными затворами и каналом типа** *n*

Тип	$U_{З1С max}$, В	$U_{З2С max}$, В	$U_{СИ max}$, В	$I_{С нач}$ (при $U_{СИ}$, В), мА	$U_{ЗИ отс}$ (при $U_{СИ}$, В, $I_С$, мкА), В	S, мА/В	$I_{З ут}$, нА, не более	$C_{З1и}$, пФ	$C_{З2и}$, пФ
КП306А-КП306В	20	20	20	$5 \cdot 10^{-3}$(15)	4(15; 10)	3—8	5	<5	<0,7
КП350А-КП350В	21	15	15	$3{,}5^2$(15)	6(15, 100)	6	5	<6	<0,07

Примечания. 1. Значения $C_{З1и}$ и $C_{З2и}$ указаны для КП306А-КП306В при $U_{СИ}=20$ В, $f=10^4$ кГц; для КП350А-КП350В при $U_{СИ}=10$ В, $f=10^4$ кГц.

2. Для КП350А $I_{С нач}=6$ мА.

12.18. ОПТРОНЫ

Оптроны представляют собой комбинации из светодиода и полупроводникового приемника света (фотодиода, фототранзистора или фототиристора), размещенных в одном корпусе. Между источником света и приемником имеется внутренняя оптическая связь через прозрачную среду — стекло, пластмассу. Оптическая связь позволяет получать гальваническую развязку с большим сопротивлением между входом и выходом прибора, необходимую, например, для передачи информации от низковольтной к высоковольтной цепи, для бесконтактной коммутации сигналов и других применений.

В некоторых приборах имеется внешняя оптическая связь, что позволяет использовать их в качестве датчиков механических перемещений или для оценки оптических свойств окружающей среды. Иногда в приборы встраивают усилители, формирующие сигналы фотоприемника.

Основными параметрами оптронов являются: *коэффициент передачи тока* (отношение выходного тока к входному), *сопротивление гальванической развязки между входными и выходными электродами, емкость между входом и выходом,* а также *время нарастания и спада выходного сигнала.*

Основными параметрами предельных режимов являются: *максимальный прямой ток через входной излучающий диод, предельная разность потенциалов между входом и выходом,* а также *максимальный ток на выходе.*

Здесь приводятся сведения о наиболее распространенных оптронах.

АОД101 (рис. 12.72) представляет собой оптопару, состоящую из излучающего диода

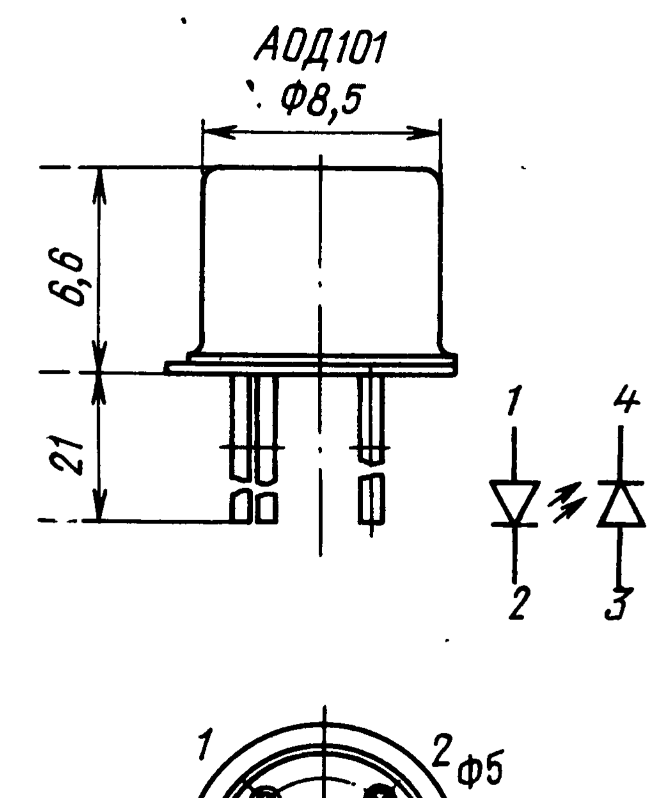


Рис. 12.72

на основе арсенида — галлия—алюминия и кремниевого фотодиода в металлическом корпусе. Оптопара предназначена для обеспечения гальванической развязки электрических цепей, между которыми осуществляется информационная связь.

Коэффициент передачи тока при $I_{пр}=10$ мА не менее 1% для АД101А, АД101Д; 1,2% — для АОД101В; 1,5% — для АОД101Б; 0,7% — для АОД101Г. Входное напряжение при $I_{пр}$ = 10 мА не более 1,5 В для АОД101А — АОД101Г и 1,8 В — для АОД101Д. Время нарастания и спада выходного импульса при импульсе входного тока 20 мА, не более 100 нс — для АОД101А; 250 нс — для АОД101Д; 500 нс — для АОД101Б, АОД101Г; 1000 нс — для АОД101В. Сопротивление гальванической развязки при напряжении между входом и выходом 100 В не менее 10^9 Ом для АОД101А — АОД101Д и не менее $5 \cdot 10^9$ Ом для АОД101Г. Емкость между входом и выходом не более 2 пФ.

Постоянный обратный ток фотодиода не более 2 мкА для АОД101А, В; 8 мкА — для АОД101Б; 10 мкА — для АОД101Г; 5 мкА — для АОД101Д. Максимально допустимое обратное напряжение на фотодиоде для АОД101А, АОД101В — АОД101Д 15 В; для АОД101Б — 100 В. Максимально допустимый постоянный или средний входной ток 20 мА. Максимально допустимый входной импульсный ток при длительности импульса не более 100 мкс — 100 мА. Максимально допустимое напряжение между входом и выходом 100 В. Максимально допустимое обратное входное напряжение 3,5 В.

АОД109 (рис. 12.73) — многоканальный оптоэлектронный прибор в металлическом корпусе, состоящий из трех отдельных оптопар. Каждая оптопара образована излучающим диодом на

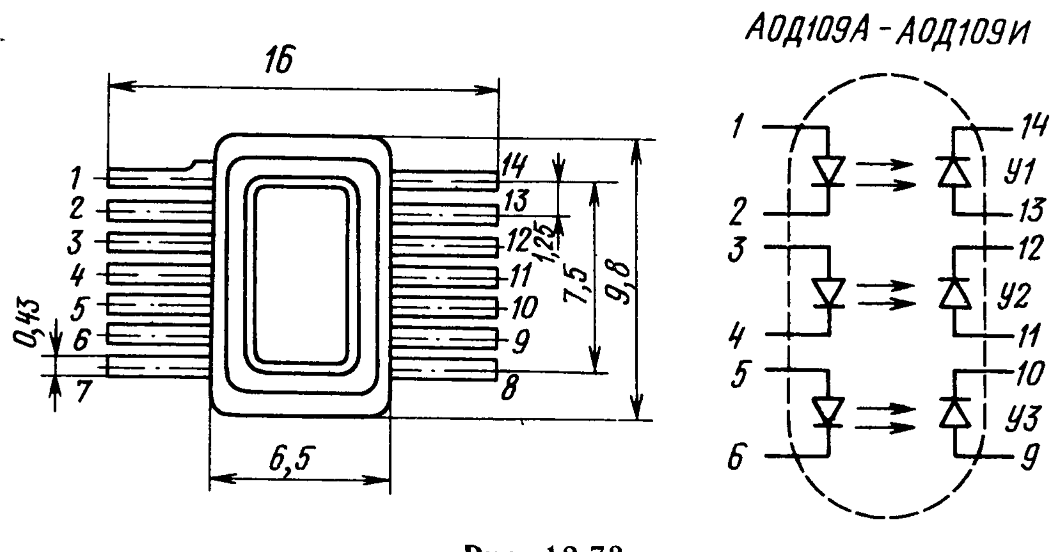


Рис. 12.73

основе арсенида галлия—алюминия и кремниевым фотодиодом. Приборы используются в радиоэлектронной аппаратуре управления и устройствах автоматики для гальванической развязки электрических цепей, между которыми передают управляющие сигналы. В оптроне АОД109А, АОД109Б — три канала, в АОД109В—АОД109Д — два, в АОД109Е, АОД109Ж, АОД109И — один.

Коэффициент передачи тока при $I_{вх}$ = 10 мА и $U_{обр\,вых}$ = 5 В не менее 1,2% для АОД109А—АОД109Ж, АОД109И; 1% — для АОД109Б.

Входное напряжение при $I_{вх}$ = 10 мА не более 1,5 В.

Постоянный ток фотоприемника при $I_{вх}$ = 0; $U_{обр}$ = 35 В для групп АОД109А, АОД109В—АОД109Д и $U_{обр}$ = 8 В для АОД109Б не более 2 мкА.

Время нарастания и спада импульса выходного тока при $I_{вх}$ = 10 мА и $U_{обр.вых}$ = = 10 В не более 1 мкс для АОД109А, АОД109В—АОД109Ж и не более 0,5 мкс для АОД109Б. Сопротивление гальванической развязки при напряжении 100 В между входом и выходом не менее 10^9 Ом. Проходная емкость между входом и выходом каждой оптопары и между оптопарами не более 2 пФ.

Максимально допустимое обратное входное напряжение на излучателе 3,5 В. Максимально допустимое обратное напряжение фотоприемника для АОД109А, АОД109В—АОД109Ж, АОД109И 40 В; для АОД109Б — 10 В. Максимально допустимое напряжение между входом и выходом 100 В. Максимально допустимый входной ток 10 мА. Максимально допустимый импульсный ток (при длительности импульса

не более 100 мкс и скважности более 5) 100 мА.

АОД111А (рис. 12.74) — оптрон диодный с одним арсенидо-галлиевым излучателем и двумя кремниевыми фотоприемниками. Изготавливается в металлокерамическом корпусе с оптическим окном. Используется в качестве датчика положения близких к нему предметов, отражающих излучение диода. Находит

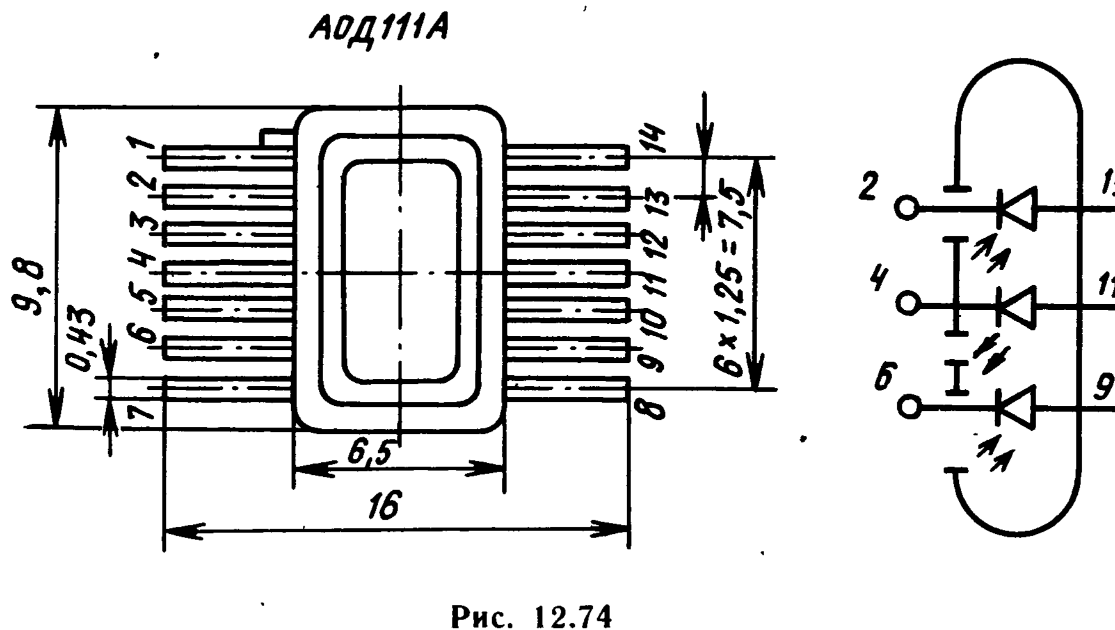


Рис. 12.74

применение в качестве датчика пульса в электронных пульсметрах.

Постоянное входное напряжение при $I_{пр}$ = 10 мА не более 2 В. Приращение выходного тока (при приближении к оптическому окну отражающей металлической поверхности) не менее 1 мкА.

Максимально допустимый постоянный или средний входной ток 40 мА. Максимально допустимый импульсный входной ток при длительности импульса 10 мкс и скважности не менее 20—100 мА. Максимально допустимое постоянное обратное выходное напряжение любой формы и периодичности 6 В.

АОУ103 (рис. 12.75) — оптопара тиристорная, состоящая из излучающего диода на основе арсенида галлия—алюминия и кремниевого тиристора, предназначенная для использования в качестве управляемого ключа в узлах радиоаппаратуры для гальванической развязки между выходной цепью и цепями управления.

Максимальное прямое напряжение выходной цепи для АОУ103А 50 В, для АОУ103Б, АОУ103В 200 В. Максимальное обратное напряжение выходной цепи для АОУ103В 200 В, для АОУ103А, АОУ103Б не нормируется.

Входной ток включения при прямом напряжении на закрытом тиристоре 10 В для АОУ103А, АОУ103В 20 мА; для АОУ103Б 50 мА. Ток выключения не более 10 мА. Остаточное напряжение не более 2 В. Ток утечки в выходной цепи закрытого тиристора не более 100 мкА.

Время включения не более 15 мкс, выключения не более 100 мкс.

Максимально допустимый входной ток 55 мА. Максимально допустимый постоянный прямой ток в выходной цепи 100 мА. Скорость изменения напряжения, прикладываемого к выходной цепи, не более 5 В/мкс.

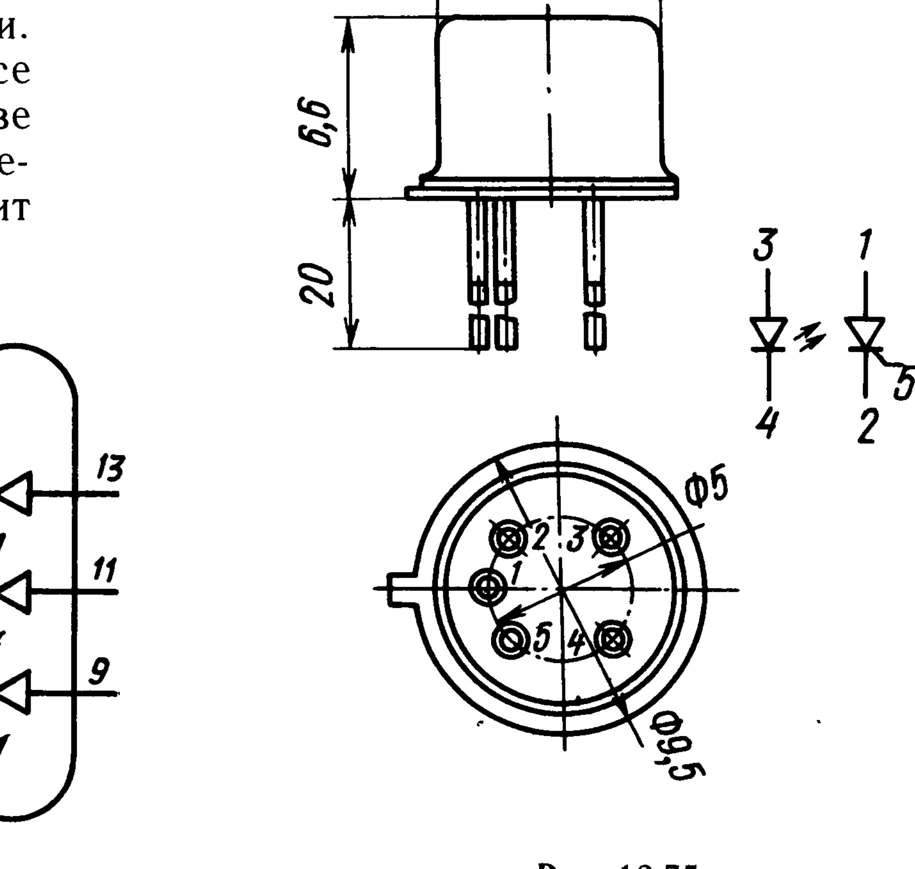


Рис. 12.75

АОТ110 (рис. 12.76) оптопара, состоящая из излучающего диода и составного фототранзистора и выполненная в металлическом корпусе. Предназначена для использования в качестве переключателя в гальванически развязанных электрических цепях радиоаппаратуры.

Входное напряжение при $I_{вх}$ = 25 мА не более 2 В. Остаточное (выходное) напряжение при $I_{вх}$ = 25 мА и $I_{вых}$ = 100 мА для АОТ110Б—АОТ110В; $I_{вых}$ = 200 мА для АОТ110А, АОТ110Г составляет не более 1,5 В.

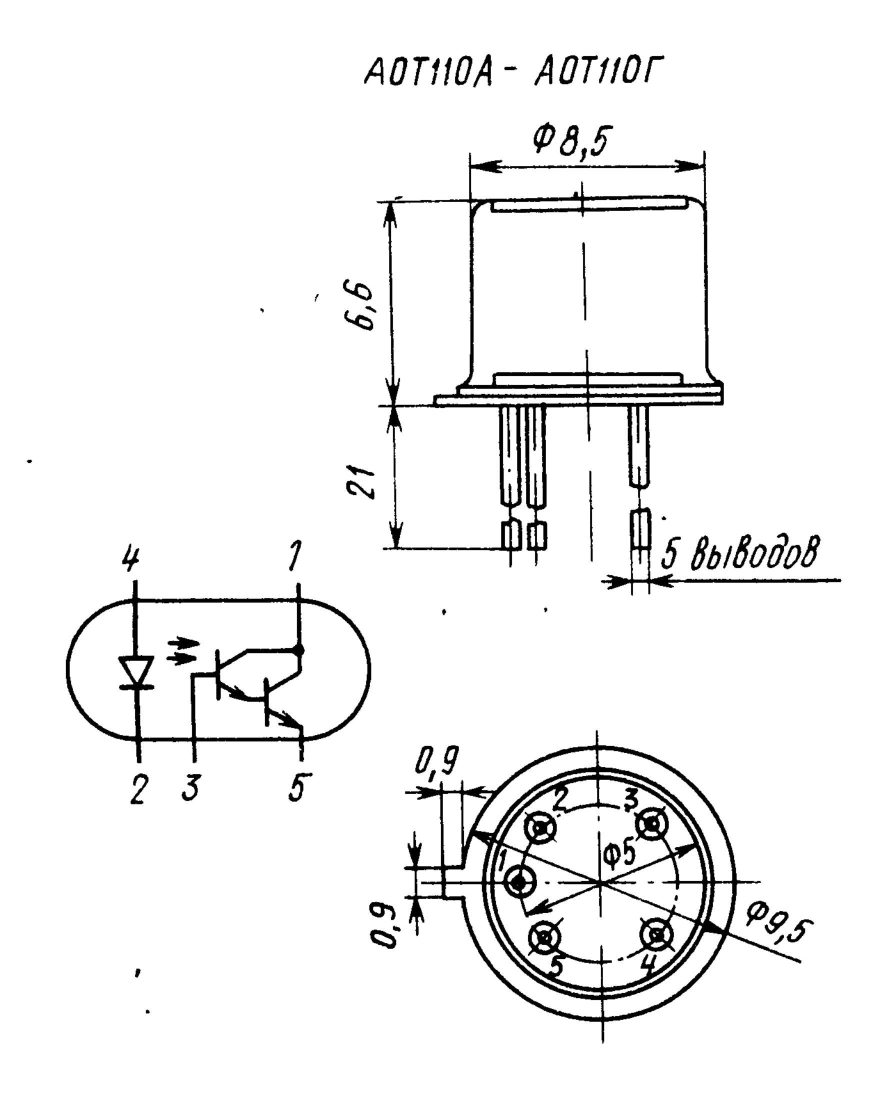
Ток утечки на выходе при $I_{вх}$ = 0 и при напряжении коммутации $U_{ком}$ = 15В для АОТ110Г, а также при $U_{ком}$ = 30В для АОТ110А, АОТ110В и при $U_{ком}$ = 50В для АОТ110Б не более 100 мкА. Сопротивление изоляции при напряжении развязки $U_{разв}$ = 100 В не менее 10^9 Ом.

Максимально допустимое коммутируемое напряжени для АОТ110А, АОТ110В 30 В; для АОТ110Б — 50 В; для АОТ110Г — 15В. Максимально допустимое входное обратное напряжение 0,7В. Максимальный входной постоянный ток 30 мА. Максимальная амплитуда входного тока при длительности импульса не более 10 мкс 100 мА. Максимальная амплитуда выходного тока при длительности импульса не более 10 мкс для АОТ110А, АОТ110Г 200 мА; для АОТ110Б, АОТ110В 100 мА. Максимально допустимая средняя рассеиваемая мощность 360 МВт.

К262КП1 (рис. 12.76) — оптоэлектронная микросхема с оптопарой диодной на входе и интегральным усилителем. Предназначена для передачи логических сигналов при необходимости гальванической развязки между узлами.

Напряжение питания +5В ± 0,5В.

Время задержки включения и выключения при входном токе 10 мА и емкости нагрузки



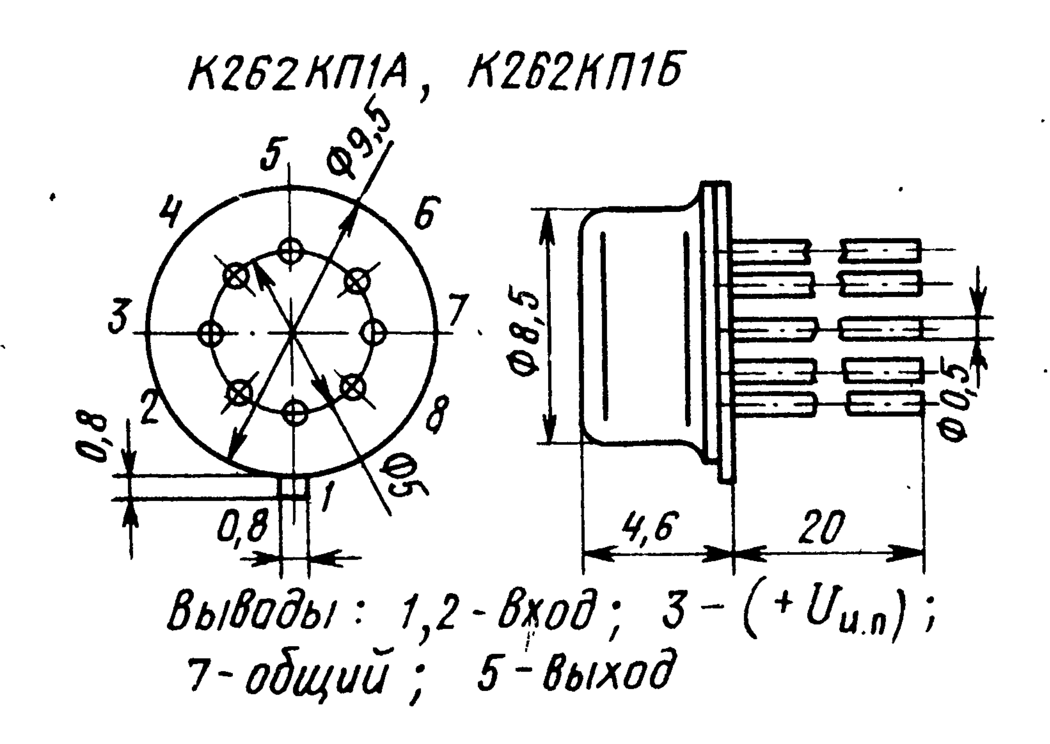


Рис. 12.76

⩽40 пФ для К262КП1А не более 700 нс, для К262КП1Б не более 350 нс.

Выходное напряжение логического «0» не более 0,3 В. Выходное напряжение логической «1» не менее 2,3 В. Выходной ток логической «1» (вытекающий) не более 1 мА. Входное напряжение логической «1» от 0,8 до 1,7 В. Выходной ток логического «0» (втекающий) не более 10 мА. Входной ток логической «1» не более 10 мА.

Ток потребления не более 5 мА. Сопротивление развязки при напряжении между входом и выходом не более 100 В не менее 10^8 Ом. Проходная емкость не более 5 пФ.

Скорость нарастания напряжения между входом и выходом не более 10 В/мкс. Длительность нарастания и спада входного импульса не более 100 нс.

12.19. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Терминология

Микросхема (МС) — микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов, компонентов, кристаллов.

Аналоговая МС — МС, предназначенная для преобразования и обработки непрерывно изменяющихся сигналов.

Линейная МС — аналоговая МС с линейной передаточной характеристикой.

Цифровая МС — МС, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, принимающих одно из двух возможных значений «0» или «1», изменяющихся дискретно.

Логическая МС — цифровая МС, реализующая одну из функций алгебры логики: «И», «ИЛИ», «НЕ» и др.

Серия МС — совокупность типов МС, которые могут выполнять различные функции, имеют единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначены для совместного применения.

Полупроводниковая МС — МС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

Гибридная МС - МС, содержащая в своем составе МС и другие элементы — конденсаторы, катушки, транзисторы, резисторы.

Условные обозначения серий и типов

Микросхемы, разработанные до июля 1974 г., имеют условное обозначение согласно действовавшей в то время отраслевой нормали. В последующие годы разработки обозначаются в соответствии с ГОСТ 22565—77. Поэтому в ряде случаев для одной и той же МС существуют различные маркировки на корпусах, соответствующие разным годам выпуска. Для таких МС в таблицах справочных данных приводятся оба обозначения.

По конструктивно-технологическому признаку исполнения МС подразделяются на три группы, обозначаемые следующим образом: 1, 5; 7 — полупроводниковые; 2; 4; 6; 8 — гибридные; 3 — прочие.

Условное обозначение типа МС состоит из четырех элементов:

первый элемент — цифра — указывает группу конструктивно-технологического исполнения МС (полупроводниковая, гибридная);

второй элемент — две цифры — обозначает порядковый номер разработки серии МС (от 00 до 99);

третий элемент — две буквы — обозначает функциональное назначение МС;

четвертый элемент — порядковый номер разработки МС по функциональному признаку в данной серии.

Два первых элемента (три первые цифры в обозначении) указывают номер серии МС. В начале условного обозначения МС, разработанных для аппаратуры широкого применения, добавляется буква К.

Электрические параметры

Здесь приводятся определения параметров МС и их буквенные обозначения, которые в дальнейшем используются при описании конкретных типов МС. Определения и обозначения в основном соответствуют установленным в ГОСТ 19480—74, кроме того в скобках указываются соответствующие буквенные обозначения с латинской индексацией, рекомендованные стандартом СЭВ 1817—79 и вводимые в настоящее время в документацию на вновь разрабатываемые отечественные МС.

Напряжение источника питания МС $U_{и\,п}(U_{CC})$.

Напряжение логической единицы МС $U^1(U_H)$ — значение высокого уровня напряжения для «положительной» логики и значение низкого уровня напряжения для «отрицательной» логики.

Напряжение логического нуля МС $U^0(U_L)$ — значение низкого уровня напряжения для «положительной» логики и значение высокого уровня напряжения для «отрицательной» логики.

Напряжение смещения нуля $U_{см}(U_{I0})$ — значение напряжения постоянного тока на входе МС, при котором выходное напряжение равно нулю.

Максимальное выходное напряжение $U_{вых,max}(U_{0max})$ — наибольшее значение выходного напряжения, при котором изменения параметров МС соответствуют заданным значениям.

Синфазные входные напряжения $U_{сф,вх}(U_{IC})$ — значение напряжений между каждым из входов МС и общим выводом, амплитуды и фазы которых совпадают.

Входной ток логической единицы МС $I^1_{вх}(I_{IH})$.

Входной ток логического нуля МС $I^0_{вх}(I_{IL})$.

Входной ток $I_{вх}(I_I)$ — значение тока, протекающего во входной цепи МС в заданном режиме.

Разность входных токов $\Delta I_{вх}(I_{I0})$ — разность значений токов, протекающих через входы МС в заданном режиме.

Температурный коэффициент входного тока — относительное изменение входного тока при изменении температуры на 1°С.

Температурный коэффициент разности входных токов — относительное изменение разности входных токов при изменении температуры на 1°С.

Мощность потребления $P_{пот}$ — значение мощности, потребляемой МС, работающей в заданном режиме от источников питания.

Частота единичного усиления f_1 — значение частоты, на которой коэффициент усиления МС равен единице.

Время задержки импульса $t_{зд}(t_d)$ — интервал времени между фронтами входного и выходного импульсов МС, измеренный на заданном уровне напряжения.

Время задержки распространения сигнала при выключении $t^{1,0}_{зд\,р}(t_{PHL})$ интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе напряжения на выходе МС от напряжения логической единицы к напряжению логического нуля, измеренный на уровне 0,5 или на заданных значениях напряжения.

Время задержки распространения сигнала при включении $t^{0,1}_{зд.р}(t_{PLH})$ — интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе напряжения на выходе МС от напряжения логического нуля к напряжению логической единицы, измеренный на уровне 0,5 или на заданных значениях напряжения.

Среднее время задержки распространения сигнала $t_{зд\,р.ср}$ — интервал времени, равный полусумме времен задержки распространения сигнала при включении и выключении логической МС.

Входное сопротивление $R_{вх}(R_I)$ — величина, равная отношению приращения входного напряжения МС к приращению активной составляющей входного тока при заданном значении частоты сигнала.

Выходное сопротивление $R_{вых}(R_0)$ — величина, равная отношению приращения выходного напряжения МС к вызвавшей его активной составляющей выходного постоянного или синусоидального тока при заданном значении частоты сигнала.

Коэффициент разветвления по выходу (нагрузки) $K_{раз}(N)$ — число единичных нагрузок, которое можно одновременно подключить к выходу МС.

Коэффициент усиления напряжения $K_у(A_u)$ — отношение выходного напряжения МС к входному напряжению.

Цифровые микросхемы

Цифровые МС широкого применения имеют три схемно-технологических варианта исполнения, часто называемые типом логики: эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ), транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ) и дополняющие (комплементарные) структуры металл-окисел-полупроводник (КМОП).

В ЭСЛ необходимая передаточная характеристика логического элемента реализуется при использовании дифференциального каскада на двух транзисторах со связанными эмиттерами (см. рис. 12.79), в ТТЛ — также с помощью только транзисторов в отличие от резисторно-транзисторной (РТЛ) и диодно-транзисторной логики (ДТЛ) (см. рис. 12.107).

Дополняющие МОП структуры содержат транзисторы с полевым эффектом с каналами различных типов проводимости, что отличает их от p-МОП и n-МОП структур (см. рис. 12.143, 12.144).

В основном свойства цифровых МС можно охарактеризовать двумя показателями — *временем задержки переключения* (быстродействием) и *мощностью потребления*. Перечисленные типы логик имеют существенно различные сочетания этих показателей, а следовательно, и разные области использования. Наибольшим быстродействием обладают МС типов ЭСЛ и ТТЛ, а наименьшим потреблением мощности — МС КМОП. Следует отметить, что в отличие от МС типов ЭСЛ и ТТЛ, потребляющих практически одинаковую мощность в статическом и динамическом режимах работы, мощность потребления МС КМОП пропорциональна рабочей частоте. Типовые значения мощности потребления одного логического элемента (вентиля) в зависимости от частоты составляют 0,05 — 0,1 мВт при 100 кГц; 0,2—0,4 мВт при 400 кГц; 0,5 — 1 мВт при 1 МГц. Для МС в целом приведенные значения мощности потребления пропорциональны числу логических элементов, образующих данную структуру.

Порядок функционирования логических элементов в цифровых МС описывает таблица истинности, устанавливающая соответствие между входными и выходными переменными. Для некоторых наиболее простых логических элементов эти данные приводятся в табл. 12.101.

Таблица 12.101. **Таблица истинности для двухвходовых логических элементов**

Входные переменные		Значение выходной переменной y для элементов типа				
x_1	x_2	И	И—НЕ	ИЛИ	ИЛИ—НЕ	ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ
0	0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	1	0	1
1	0	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	0	0

В справочных данных, приводимых далее для цифровых МС, рассмотрены типичные представители каждого из вариантов схемно-технологического исполнения: серии 100 и К500 типа ЭСЛ; серии К130, К131, К133, К136, К155 и К158 типа ТТЛ, серии К176 типа КМОП.

Аналоговые микросхемы

Наибольшее распространение получили аналоговые МС, выполняющие функции операционных усилителей (ОУ). Название «операционный усилитель» пришло из аналоговой вычислительной техники, где такой функциональный блок является базовым, и с помощью определенных обратных связей может выполнять различные операции. Операционный усилитель — это усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и большим коэффициентом усиления по напряжению (порядка 10^3 — 10^7).

В справочных данных приводятся серии аналоговых МС, в составе которых ОУ занимают основное место.

Из особенностей ОУ следует отметить необходимость двуполярного питания, наличие внешних элементов коррекции АЧХ (при отсутствии встроенной коррекции), балансировки нуля, предотвращения перехода в триггерный режим (при отсутствии для этой цели внутренних цепей).

Приводимые в справочных данных типовые схемы включения для ряда МС учитывают перечисленные особенности ОУ.

Справочные данные по цифровым МС

Серии К500 и 100. МС типа ЭСЛ серий К500 и 100 могут быть использованы для построения питающихся от сети цифровых устройств автоматики и информационной техники с высоким быстродействием, поскольку потребляемая ими мощность велика и не может быть обеспечена в конструкциях с автономным питанием. Необходимо отметить относительно невысокую помехозащищенность этих МС, что в ряде случаев приводит к необходимости принимать специальные меры для устранения сбоев в работе устройств.

Микросхемы серий К500 и 100 полностью идентичны по электрическим характеристикам и выполняемым функциям, имеют аналогичные обозначения и различаются только типом корпуса и некоторыми эксплуатационными характеристиками (табл. 12.102, 12.103). Микросхемы серии К500 имеют пластмассовый корпус с 16 выводами, перпендикулярными установочной плоскости, а МС серии 100 — металлокерамический корпус с планарным расположением выводов (рис. 12.77 и рис. 12.78 соответственно).

Диапазон рабочих температур обеих серий $-10 \div +70°C$.

На рис. 12.79 представлена схема базового элемента серий К500 и 100, выполняющего функции ИЛИ и ИЛИ — НЕ. Функциональные схемы МС серий К500 и 100 представлены на рис. 12.80 — 12.104. Для всех МС выводы *1, 16* —

Таблица 12.102. **Классификация микросхем серий К500 и 100**

№ рис.	Функциональное назначение	Обозначение
12.80	Матрица резисторов	К500НР400
12.81	Четыре логических элемента 2ИЛИ-НЕ/ИЛИ	К500ЛМ101
12.82	Три логических элемента 2ИЛИ-НЕ и логический элемент 2ИЛИ-НЕ/2ИЛИ	К500ЛМ102
12.83	Два логических элемента 2ИЛИ-НЕ/2ИЛИ и логический элемент 3ИЛИ-НЕ/3ИЛИ	К500ЛМ105
12.84	Два логических элемента 3ИЛИ с мощным выходом	К500ЛЛ110
12.85	Два логических элемента 5ИЛИ-НЕ/5ИЛИ и 4ИЛИ-НЕ/4ИЛИ	К500ЛМ109
12.86	Два логических элемента 3ИЛИ-НЕ и логический элемент 4ИЛИ-НЕ	К500ЛЕ106
12.87	Три логических элемента ИС-КЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ/ИЛИ	К500ЛП107
12.88.	Четыре приемника с линии	К500ЛП115
12.89	Два логических элемента 3ИЛИ-НЕ с мощным выходом	К500ЛЕ111
12.90	Три приемника с линии	К500ЛП116
12.91	Два логических элемента 3ИЛИ-2И	К500ЛС118
12.92	Два логических элемента 2-3ИЛИ-2И-НЕ/2-3ИЛИ-2И	К500ЛК117
12.93	Логический элемент 4-3-3-3ИЛИ-4И	К500ЛС119
12.94	ТТЛ-ЭСЛ преобразователь уровней	К500ПУ124
12.95	ЭСЛ-ТТЛ преобразователь уровней	К500ПУ125
12 96	Логический элемент ИЛИ-И/ИЛИ-И-НЕ	К500ЛК121
12.97	Два D-триггера	К500ТМ130
12.98	Четыре триггера с защелкой	К500ТМ133
12.99	Два D-триггера	К500ТМ134
12.100	Счетчик двоичный универсальный четырехразрядный	К500ИЕ136
12.101	Универсальный сдвиговый регистр	К500ИР141
12.102	Трехразрядный дешифратор низкого уровня	К500ИД161
12.102	Трехразрядный дешифратор высокого уровня	К500ИД162
12.103	Восьмиканальный мультиплексор	К500ИД164
12.104	Четырехразрядное арифметико-логическое устройство	К500ИП181

общий, *8* — источник питания. Для облегчения токового режима работы выходных эмиттерных повторителей на вывод *1* может быть подано отрицательное напряжение величиной до 2 В.

Серии К130, К131, К133, К136, К155, К158. Микросхемы типа ТТЛ этих серий имеют такую же область применения, что и МС серий К500

Таблица 12.103. **Характеристики МС серий К500 и 100**

Параметр	Значение
$U_{и.п}$, В	минус 5,2±5%
$U^0_{вх}$, В, не более	минус 1,85
$U^1_{вх}$, В, не менее	минус 0,81
$U^0_{вых}$, В	минус (1,65—1,85)
$U^1_{вых}$, В	минус (0,81—0,96)
$I^0_{вх}$, мкА, не менее	0,5
$I^1_{вх}$, мкА, не более	350
$t_{зд,р,ср}$, нс	2,9
P, мВт	25

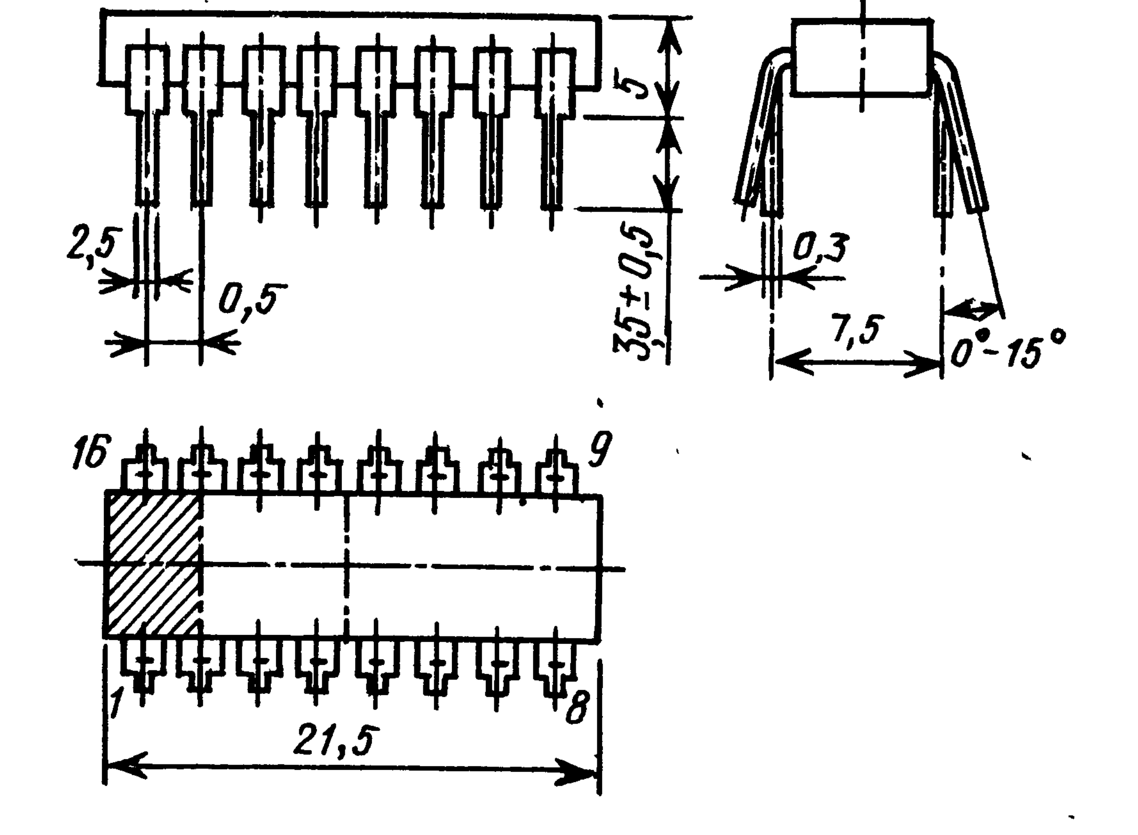


Рис. 12.77

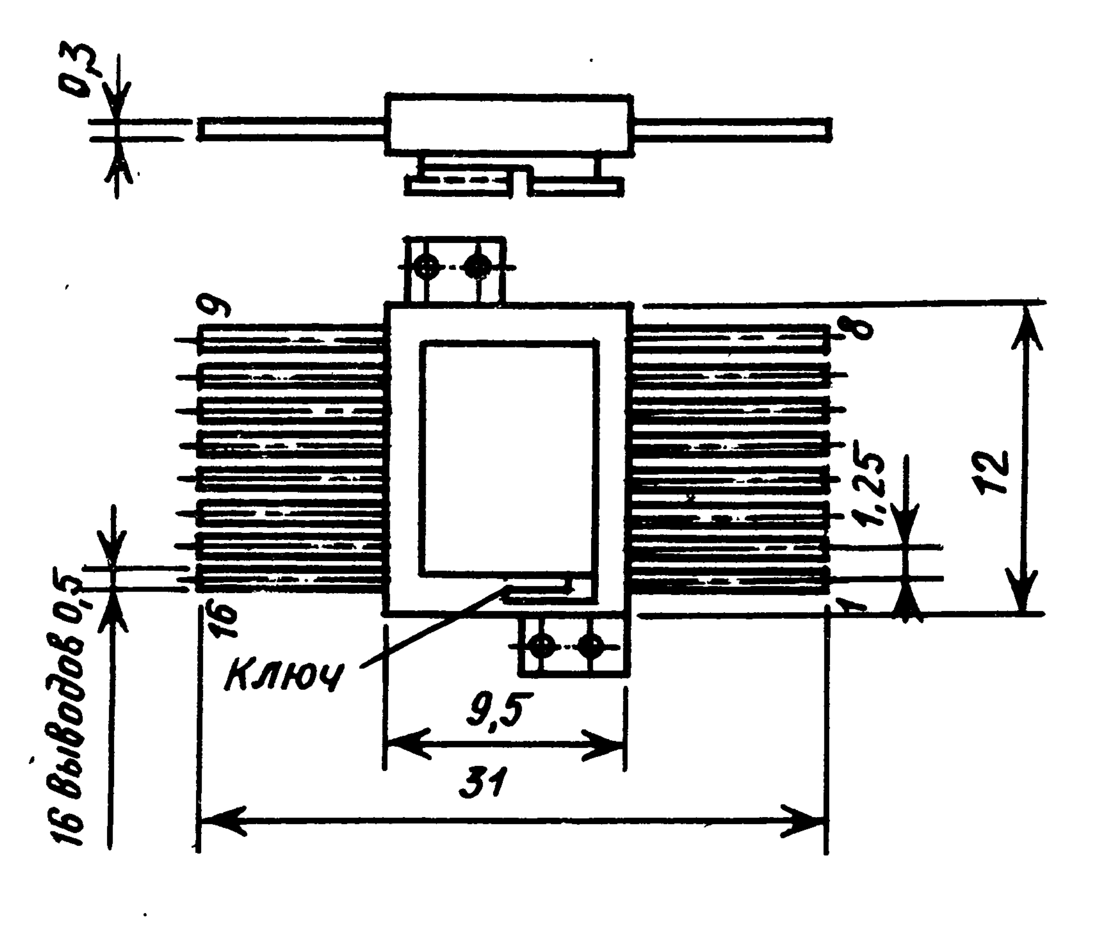


Рис. 12.78

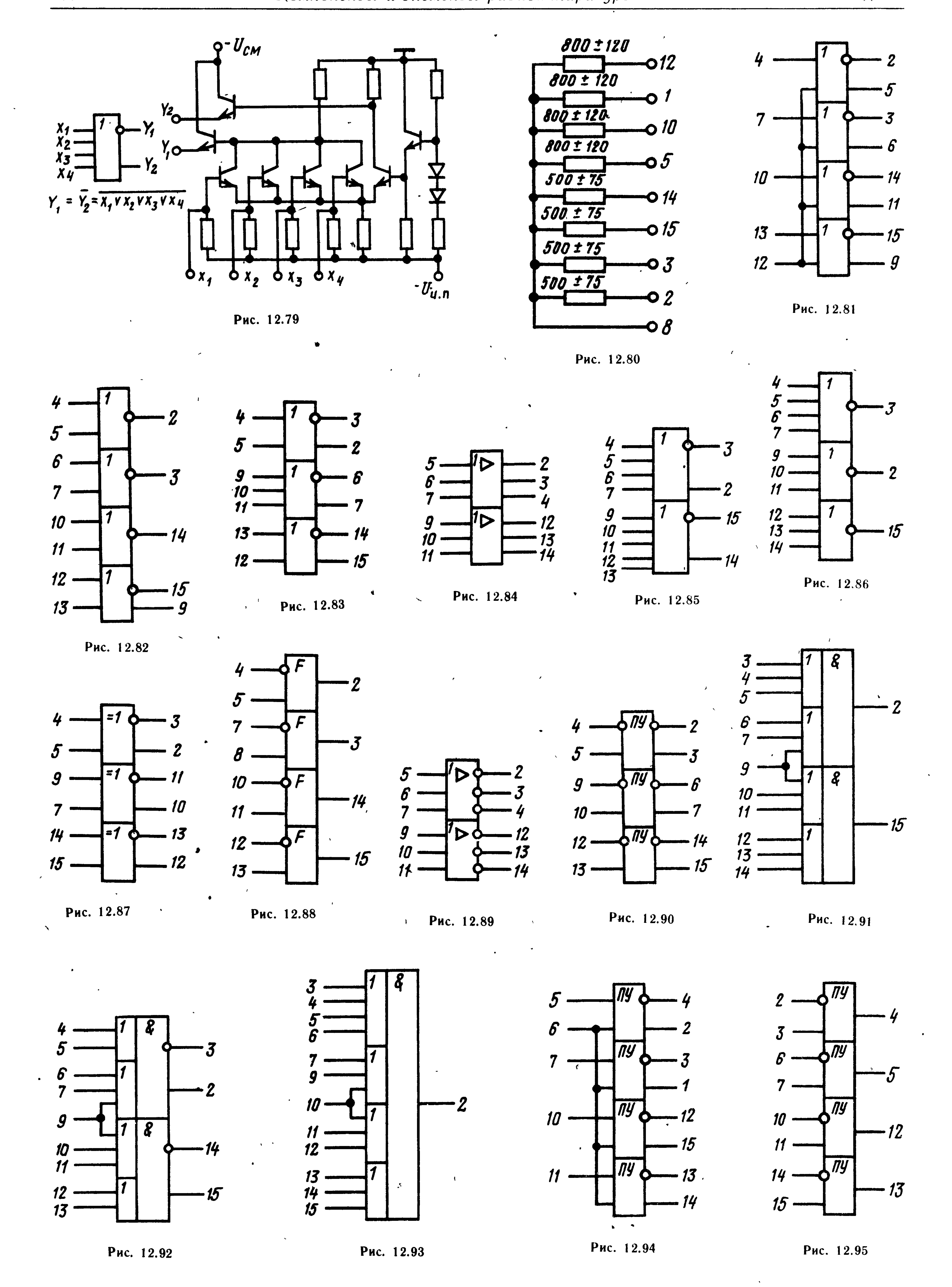


Рис. 12.79

Рис. 12.80

Рис. 12.81

Рис. 12.82

Рис. 12.83

Рис. 12.84

Рис. 12.85

Рис. 12.86

Рис. 12.87

Рис. 12.88

Рис. 12.89

Рис. 12.90

Рис. 12.91

Рис. 12.92

Рис. 12.93

Рис. 12.94

Рис. 12.95

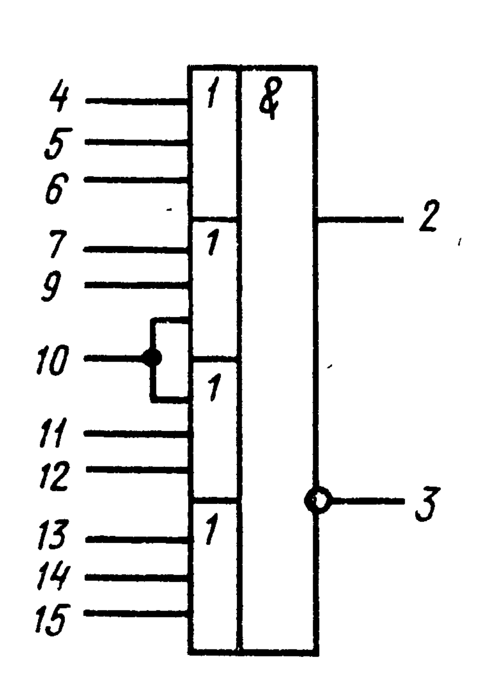


Рис. 12.96

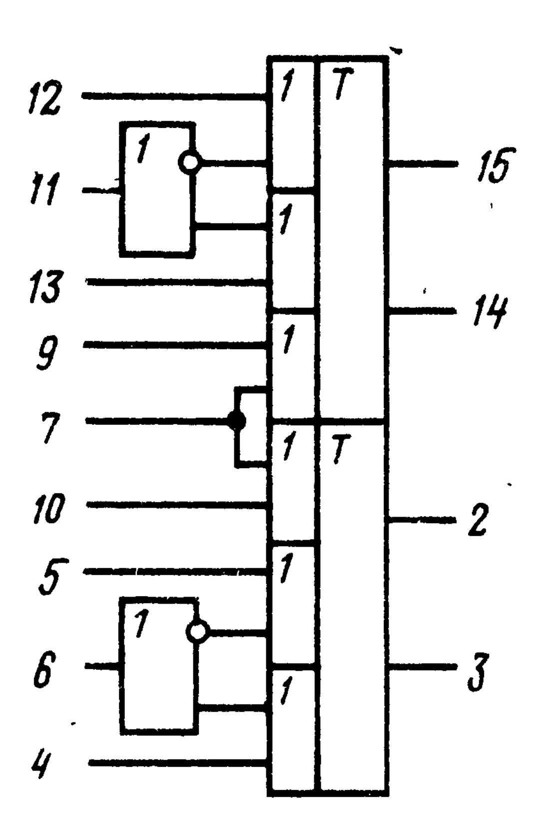


Рис. 12.99

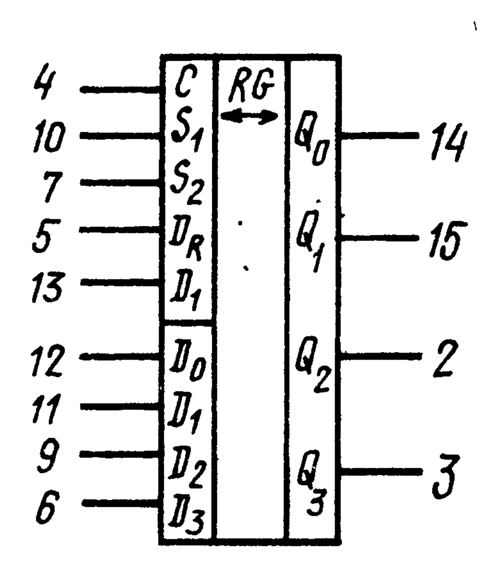


Рис. 12.101

S_1	S_2	Режим
0	0	Установка числа
0	1	Сдвиг вправо
1	0	Сдвиг влево
0	0	Хранение числа

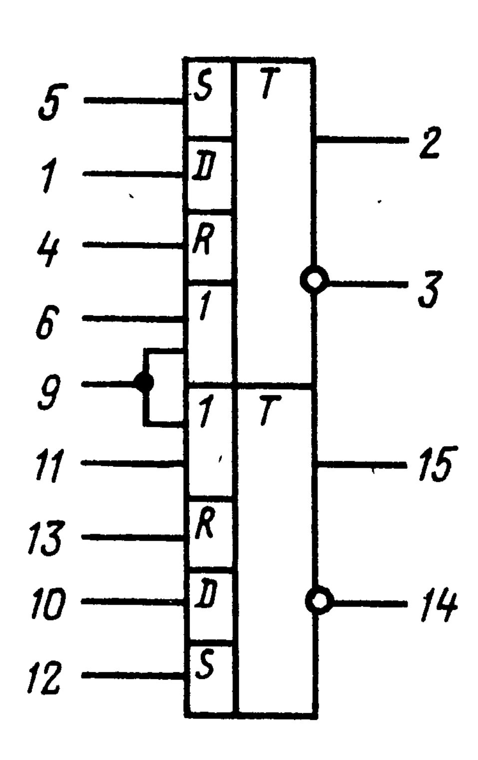


Рис. 12.97

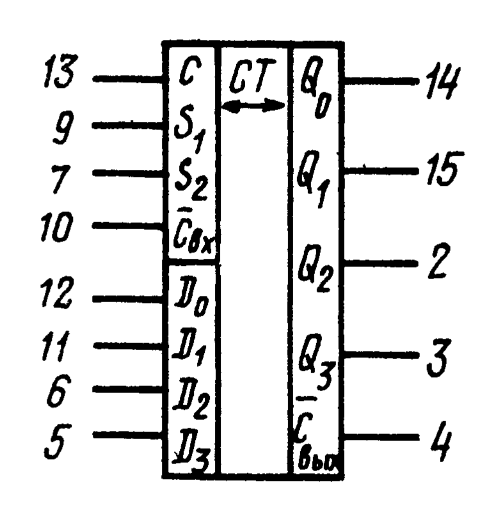


Рис. 12.100

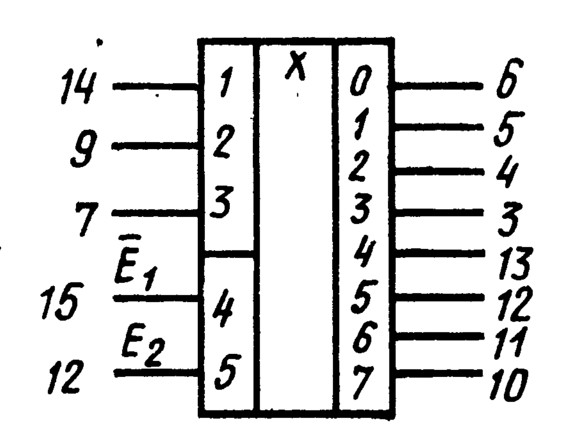


Рис. 12.102

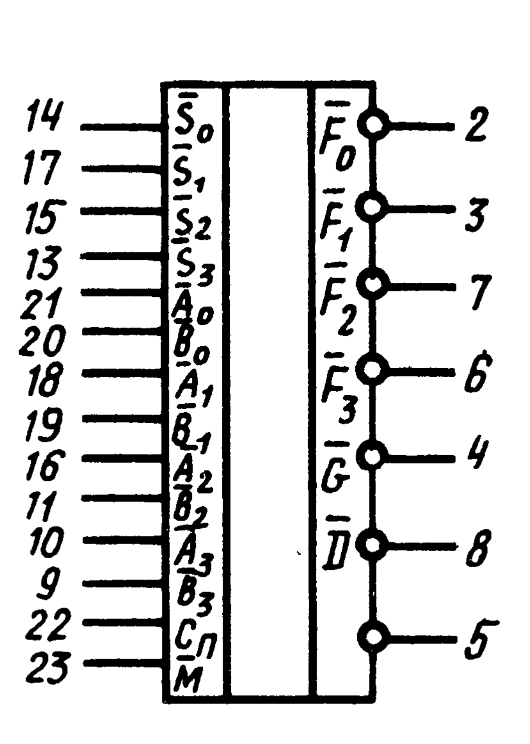


Рис. 12.104

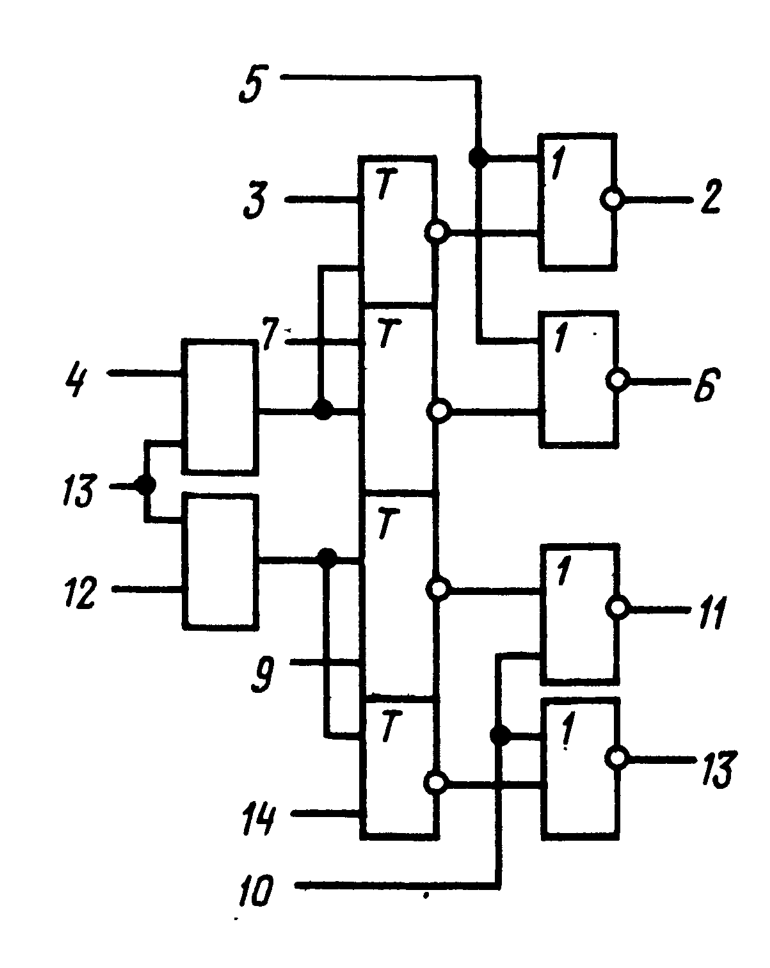


Рис. 12.98

S_1	S_2	Режим
0	0	Установка числа
0	1	Сложение
1	0	Вычитание
1	1	Остановка счета

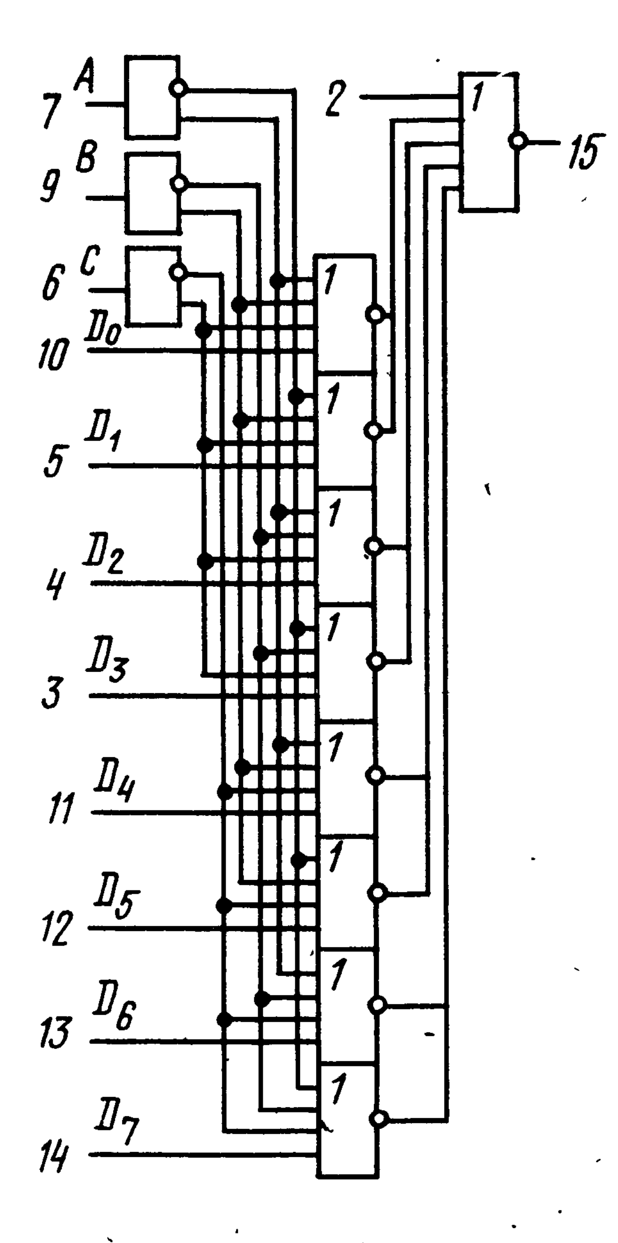


Рис. 12.103

и 100, однако имеют примерно на порядок меньшее быстродействие, несколько меньшую потребляемую мощность и лучшую помехозащищенность. Развитый состав серий обусловил их наиболее широкое применение во всех видах цифровых устройств, в том числе и в любительских конструкциях с сетевым питанием,— всевозможных автоматах, индикаторах, электромузыкальных устройствах и. т. п. (табл. 12.104, 12.105, 12.106, 12.107).

Таблица 12.104. **Классификация МС типа ТТЛ**

№ рис.	Функциональное назначение	Обозначение МС в серии К155		Наличие аналогичных МС в серии*				
		новое	старое	К133	К130	К131	К136	К158
12.109	Два элемента 4И-НЕ	К155ЛА1	К1ЛБ551	+	+	+	+	+
12.110	Элемент 8И-НЕ	К155ЛА2	К1ЛБ552	+	+	+	+	+
12.111	Четыре элемента 2И-НЕ	К155ЛА3	К1ЛБ553	+	+	+	+	+
12.112	Три элемента 3И-НЕ	К155ЛА4	К1ЛБ554	+	+	+	+	+
12.109	Два элемента 4И-НЕ с большим коэффициентом нагрузки ($N=30$)	К155ЛА6	К1ЛБ556	+	+	+		
12.109	Два элемента 4И-НЕ с открытым коллекторным выходом и повышенной нагрузочной способностью	К155ЛА7	К1ЛБ557	+				
12.113	Четыре элемента 2И-НЕ с открытым коллекторным выходом (элементы контроля)	К155ЛА8	К1ЛБ558	+				
12.112	Три элемента 3И-НЕ с открытым коллекторным выходом	К155ЛА10						
12.111	Четыре высоковольтных элемента 2И-НЕ с открытым коллекторным выходом	К155ЛА11						
12.111	Четыре элемента 2И-НЕ с высокой нагрузочной способностью ($N=30$)	К155ЛА12						
12.114	Два четырехвходовых расширителя по ИЛИ	К155ЛД1	К1ЛП551	+	+	+		
12.115	Восьмивходовый расширитель по ИЛИ	К155ЛД3	К1ЛП533	+				
12.116	Четыре элемента 2ИЛИ-НЕ	К155ЛЕ1		+				
12.117	Два элемента 4НЕ-ИЛИ со стробирующим импульсом и расширяющимися узлами	К155ЛЕ2		+				
12.118	Четыре элемента 2И	К155ЛИ1		+				
12.119	Два элемента 2И с транзистором с открытым коллектором ($I_{Kmax}=200$ мА)	К155ЛИ5						
12.120	Четыре элемента 2ИЛИ	К155ЛЛ1		+				
12.122	Шесть элементов НЕ	К155ЛН1		+	+	+		
12.122	Шесть элементов НЕ с открытым коллектором	К155ЛН2						
12.122	Шесть буферных элементов НЕ с повышенным коллекторным напряжением	К155ЛН3						

Окончание табл. 12.104

№ рис.	Функциональное назначение	Обозначение МС в серии К155		Наличие аналогичных МС в серии*				
		новое	старое	К133	К130	К131	К136	К158
12.122	Шесть буферных формирователей с открытым коллектором	К155ЛН4						
12.122	Шесть буферных инверторов	К155ЛН5						
12.123	Четыре элемента 2 ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ	К155ЛП5		+				
12.121	Два элемента 2И-НЕ с общим входом и двумя мощными транзисторами (I_{Kmax}=200 мА)	К155ЛП7		+				
12.124	Два элемента 2-2И-2ИЛИ-НЕ (один расширяемый по ИЛИ)	К155ЛР1	К1ЛР551	+	+	+	+	+
12.125	Элемент 2-2-2-3И-4ИЛИ-НЕ с возможностью расширения по ИЛИ	К155ЛР3	К1ЛР553	+	+	+	+	+
12.126	Элемент 4-4И-2ИЛИ-НЕ с возможностью расширения по ИЛИ	К155ЛР4	К1ЛР554	+	+	+	+	+
12.127	J-K-триггер с логикой на входе 3И	К155ТВ1	К1ТК551	+	+	+	+	+
12.128	Два D-триггера	К155ТМ2	К1ТК552	+	+	+	+	
12.129	Четыре D-триггера	К155ТМ5		+				
12.130	Четыре D-триггера с прямыми и инверсными выходами	К155ТМ7		+				
12.131	Счетверенный D-триггер	К155ТМ8						
12.132	Два триггера Шмидта с логическим элементом на входе 4И-НЕ	К155ТЛ1		+				
12.133	Декадный счетчик с фазоимпульсным представлением информации	К155ИЕ1	К1ИЕ551					
12.134	Двоично-десятичный четырехразрядный счетчик	К155ИЕ2		+				
12.135	Счетчик-делитель на 12	К155ИЕ4		+				
12.136	Двоичный счетчик	К155ИЕ5		+				
12.137	Двоично-десятичный реверсивный счетчик	К155ИЕ6		+				
12.138	Четырехразрядный двоичный реверсивный счетчик	К155ИЕ7		+				
12.139	Делитель частоты с переменным коэффициентом деления	К155ИЕ8		+				
12.140	Синхронный десятичный счетчик	К155ИЕ9						
12.141	Высоковольтный дешифратор для управления газоразрядным индикатором	К155ИД1		+				
12.142	Четырехразрядный универсальный сдвиговый регистр	К155ИР1		+				

* Обозначения МС идентичны обозначениям в серии К155.

Таблица 12.105. **Общие характеристики ТТЛ МС**

Параметр	Быстродействующие		Стандартные		Маломощные	
	К130	К131	К133	К155	К136	К158
$U_{и.п}$, В	5±10%	5 ±5%	5±10%	5±5%	5±10%	5±5%
Δt, °С	—60÷+125	—10÷+70	—60÷+125	—10 ÷ +70	—60÷+125	—10 ÷ +70
P, мВт *: в состоянии логического «0» в состоянии логической «1»	 60 25	 60 25	 25 15	 25 15	 5,0 2,1	 5,0 2,1
$U^0_{вх}$, В, не более	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
$U^1_{вх}$, В, не более	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0
$I^0_{вх}$, мА, не более	2,3	2,3	1,6	1,6	0,55	0,55
$I^1_{вх}$, мкА, не более	70	70	40	40	28	28
$U^0_{вых}$, В, не более*	0,4	0,4	0,4	0,4	0,3	0,3
$U^1_{вых}$, В, не менее*	2,5	2,5	2,4	2,4	2,4	2,4
$t_{зд, р, ср}$, нс, не более*	12	12	25	25	100	100

* Приводимые значения справедливы только для подгрупп ЛЕ, ЛА, ЛД, ЛИ, ЛЛ, ЛН, ЛП, ЛР.

Таблица 12.106. **Коэффициент нагрузки выходов МС серии К155 (К133) на входы МС серий К155 (К133), К131 (К130), К158 (К136)**

Тип нагружаемого входа	Коэффициент нагрузки *N* на входы МС серии		
	К155 (К133)	К131 (К130)	К158 (К136)
Одиночные входы логических и триггерных элементов	10	8	20
Сдвоенные входы синхронизации и установки триггерных элементов	5	4	10

Таблица 12.107. **Характеристики МС серий К155, К133 (подгруппы ТВ, ТМ, ИЕ, ИД, ИР, ТЛ)**

Параметр		ТВ1	ТМ2	ТМ5	ТМ7	ТМ8	ИЕ1	ИЕ2	ИЕ4
P, мВт, не более	К133	60	110	255	255	—	—	255	240
	К155	105	160	280	280	235	240	280	265
$f_{вх}$ не менее	МГц	10	10				10	16	16
Время задержки от счетного входа *C* до выхода, нс	$t^{0,1}_{зд, р, C}$	40	40	15	15	35		100	100
	$t^{1,0}_{зд, р., C}$	25	25	30	30	30		100	100
Время задержки от входов установки *R* и *S* до выхода, нс	$t^{0,1}_{зд, р, RS}$	40	40			35			
	$t^{1,0}_{зд, р, RS}$	25	25			25			
Время задержки от входа *D* до выхода, нс	$t^{0,1}_{зд, р, D}$	40	40	25	25				
	$t^{1,0}_{зд, р, D}$	25	25	30	40				

Продолжение табл. 12.107

Параметр		ИЕ5	ИЕ6	ИЕ7	ИЕ8	ИЕ9	ИД1	ИР1	ТЛ1
P, мВт, не более	К133 К155	255 280	490 535	490 535	660 630	— 530	140 130	450 430	175 165
$f_{вх}$, не менее	МГц	16	25	25	25			25	
Время задержки от счетного входа *C* до выхода, нс	$t^{0,1}_{зд,\ р,\ C}$	135	24	24	33	38		35	22
	$t^{1,0}_{зд,\ р,\ C}$	135	24	24	30	35		35	27
Время задержки от входов установки *R* и *S* до выхода, нс	$t^{0,1}_{зд,\ р\ RS}$								
	$t^{1,0}_{зд,\ р,\ RS}$								
Время задержки от входа *D* до выхода, нс	$t^{0,1}_{зд,\ р,\ D}$								
	$t^{1,0}_{зд,\ р,\ D}$								

Примечание. Для всех МС, кроме К155ИД1, $U^0_{вых}=0{,}4$ В, $U^1_{вых}=2{,}4$ В; для МС К155ИД1 $U^0_{вых}=2{,}5$ В, $U^1_{вых}=60$ В.

Микросхемы серий К130, К131 и К136 имеют стеклянный или металлостеклянный корпус с планарным расположением 14 выводов (рис. 12.105), а серий К131, К155 и К158 — пластмассовый корпус с выводами, перпендикулярными установочной плоскости. За исключением МС типов К155ЛЕ2, К155ТМ7, К155ИЕ6, К155ИЕ7, К155ИЕ8, К155ИЕ9 и К155ИД1, имеющих корпус с 16 выводами (см. рис. 12.77), все пластмассовые корпуса имеют 14 выводов (рис. 12.106).

На рис. 12.107 представлена схема базового элемента серии К155 с обычным, а на рис. 12.108 с открытым коллекторным выходом. Функциональные схемы МС представлены на рис. 12.109 — 12.142.

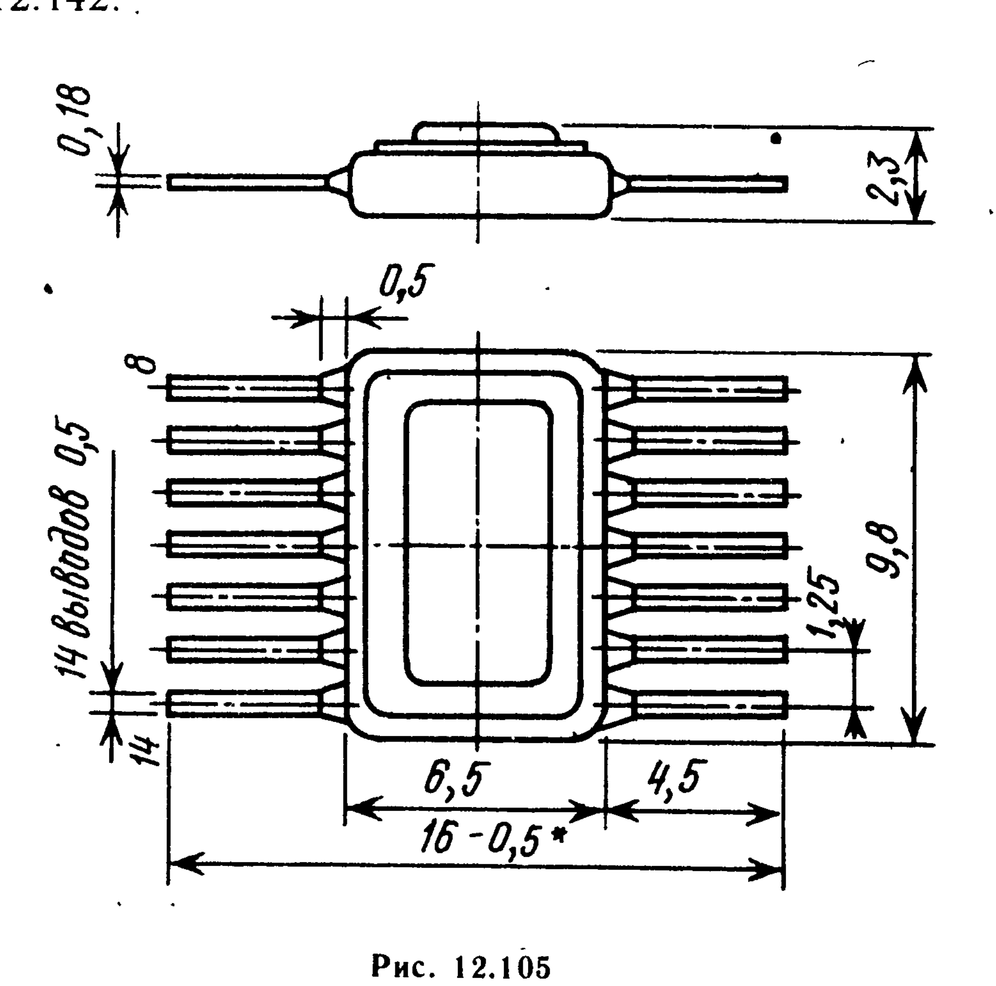


Рис. 12.105

Рис. 12.106

Рис. 12.107

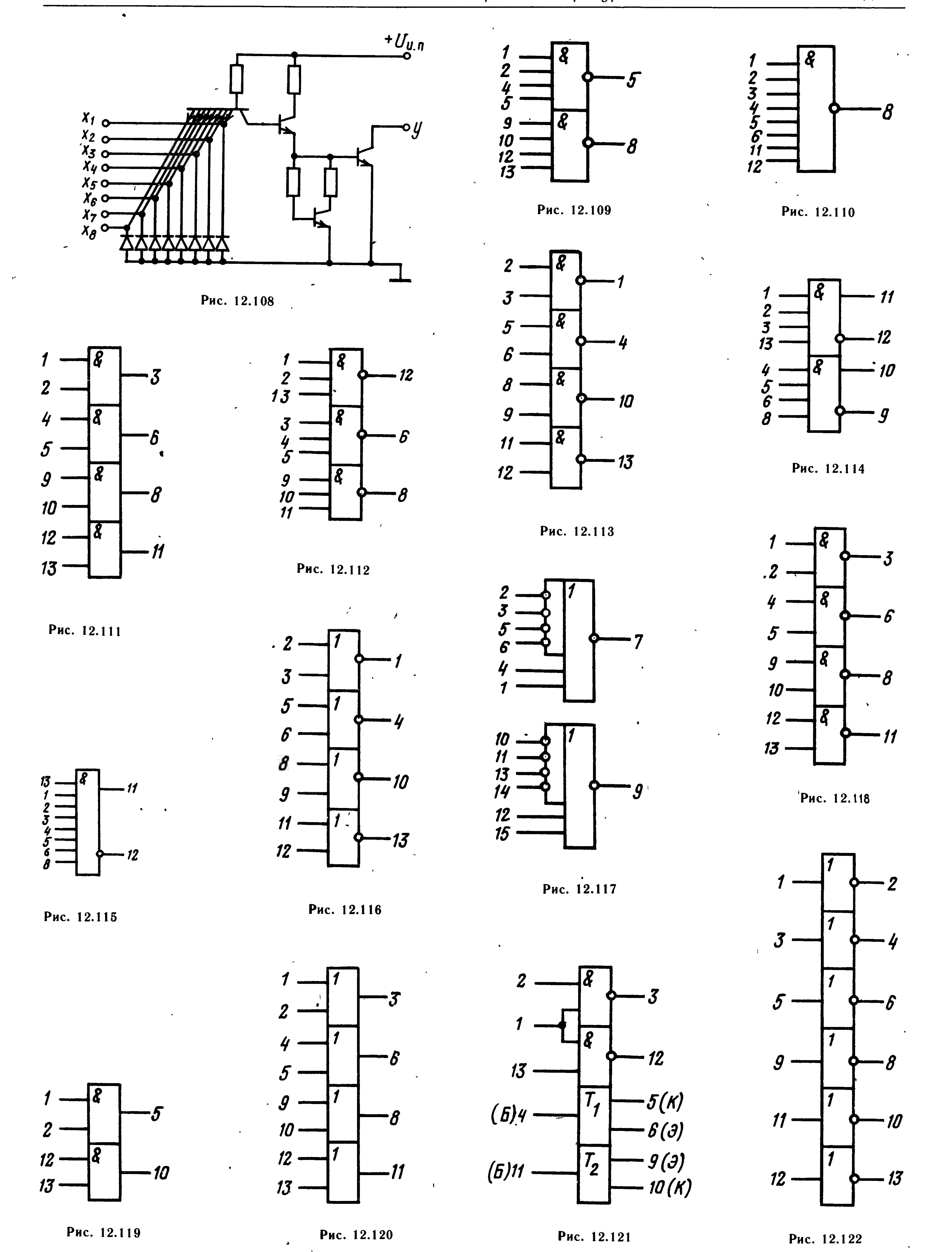


Рис. 12.108

Рис. 12.109

Рис. 12.110

Рис. 12.111

Рис. 12.112

Рис. 12.113

Рис. 12.114

Рис. 12.115

Рис. 12.116

Рис. 12.117

Рис. 12.118

Рис. 12.119

Рис. 12.120

Рис. 12.121

Рис. 12.122

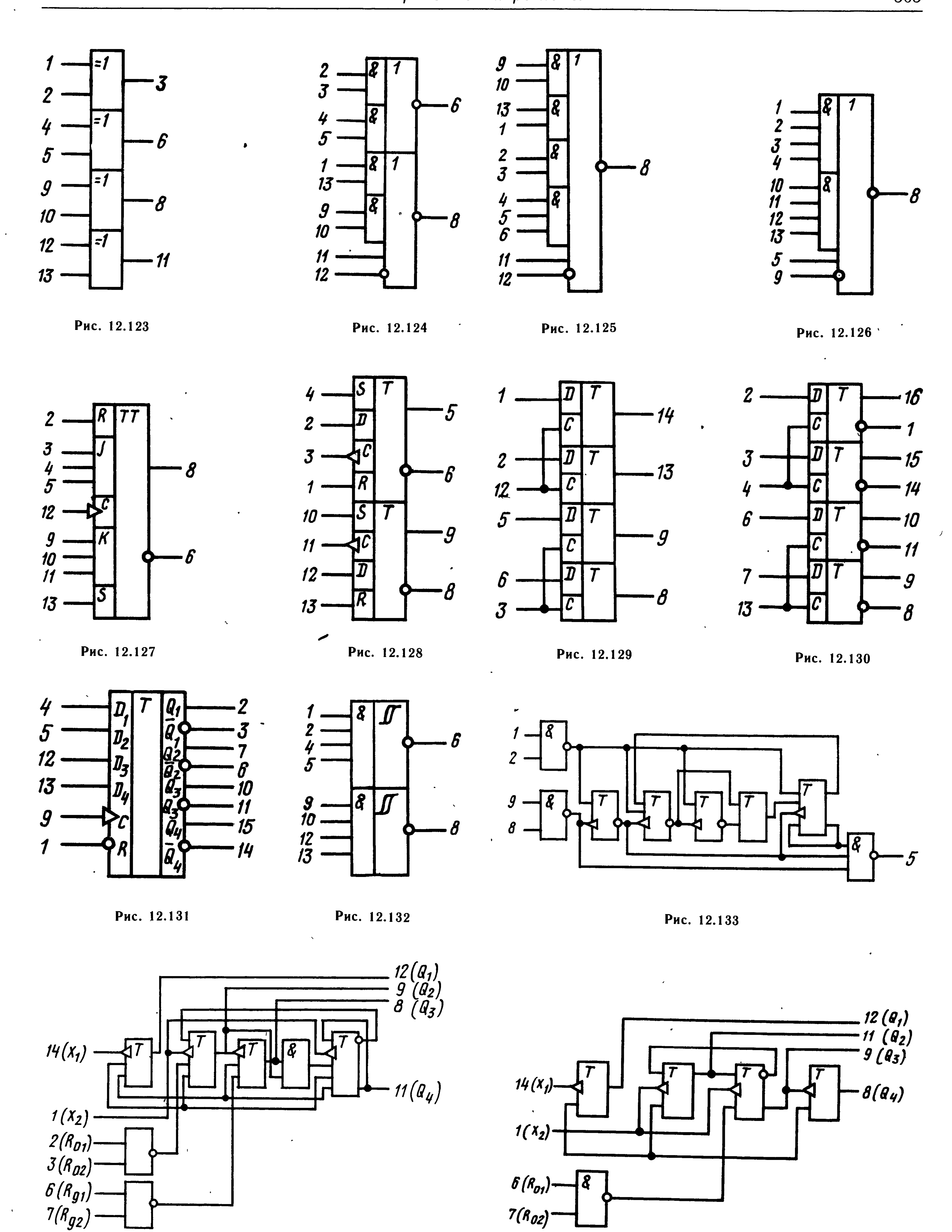


Рис. 12.123 Рис. 12.124 Рис. 12.125 Рис. 12.126

Рис. 12.127 Рис. 12.128 Рис. 12.129 Рис. 12.130

Рис. 12.131 Рис. 12.132 Рис. 12.133

Рис. 12.134 Рис. 12.135

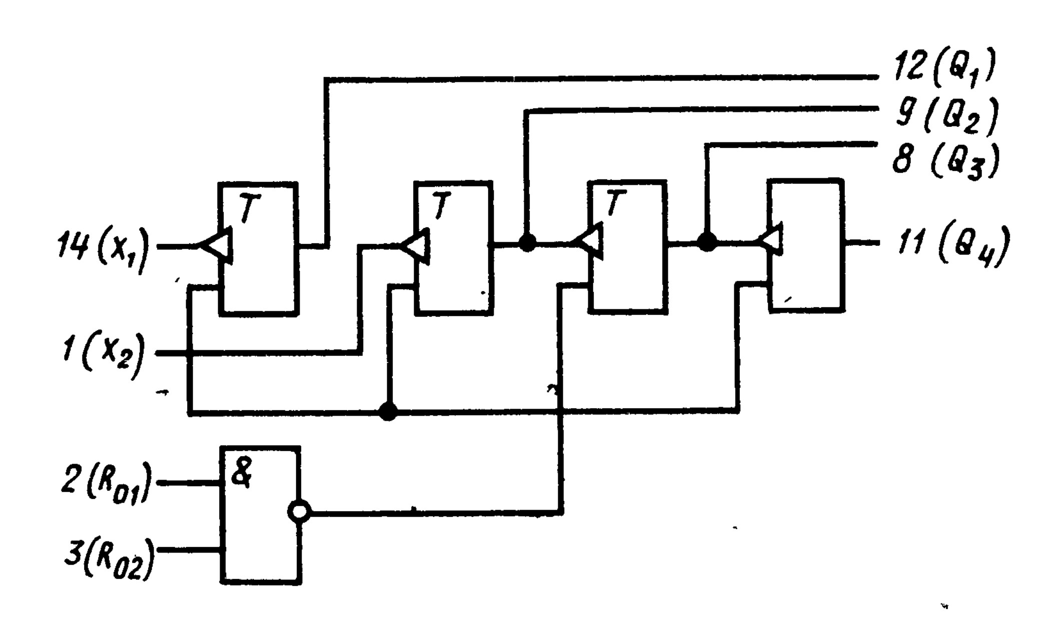


Рис. 12.136

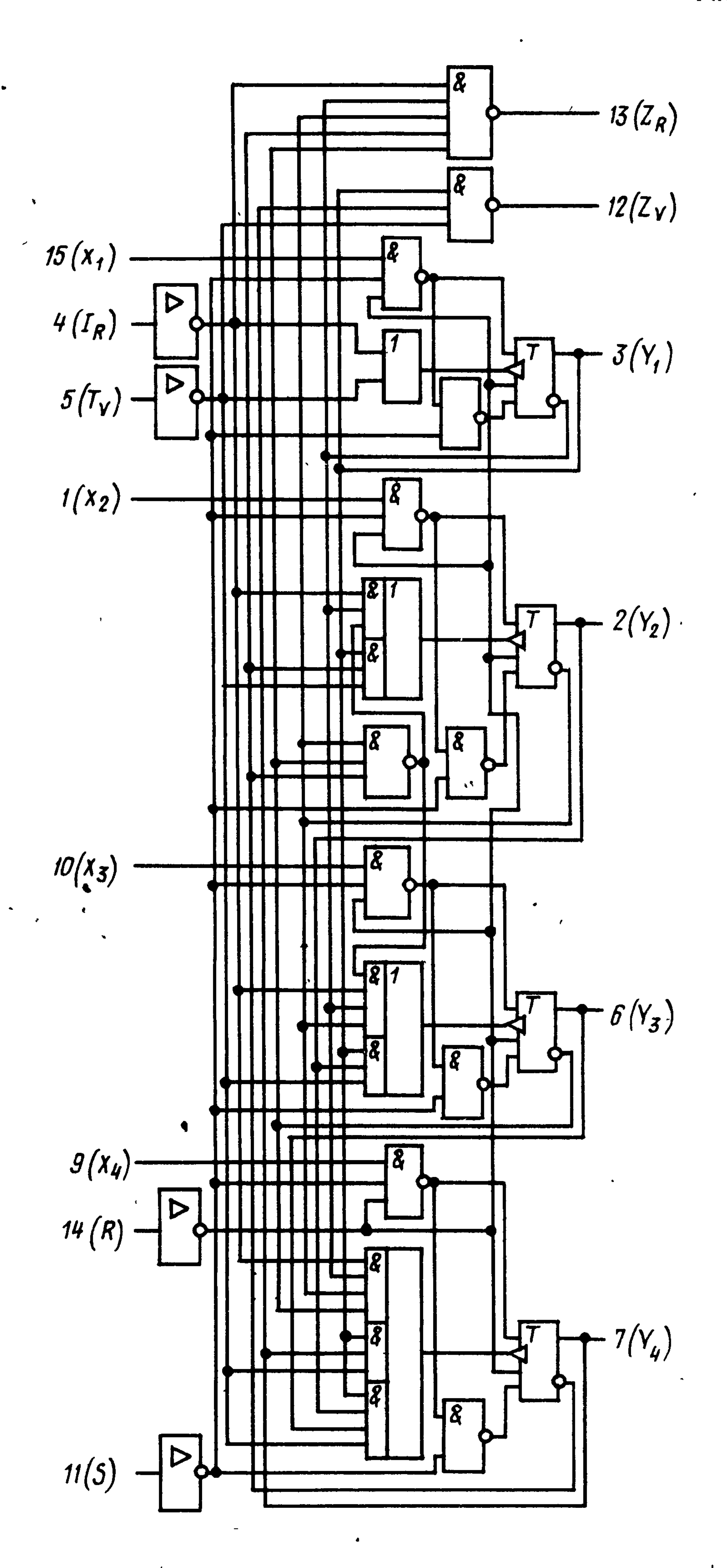


Рис. 12.137

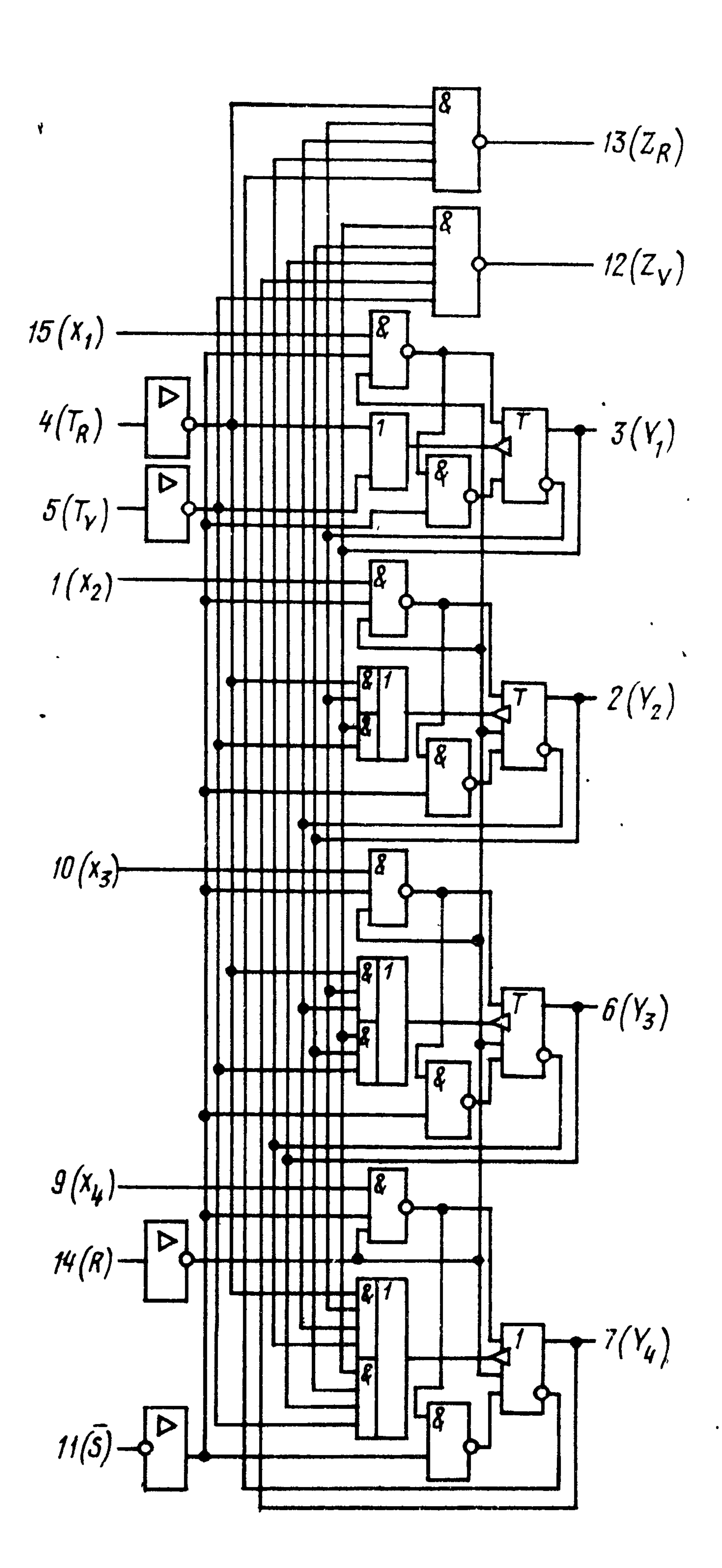


Рис. 12.138

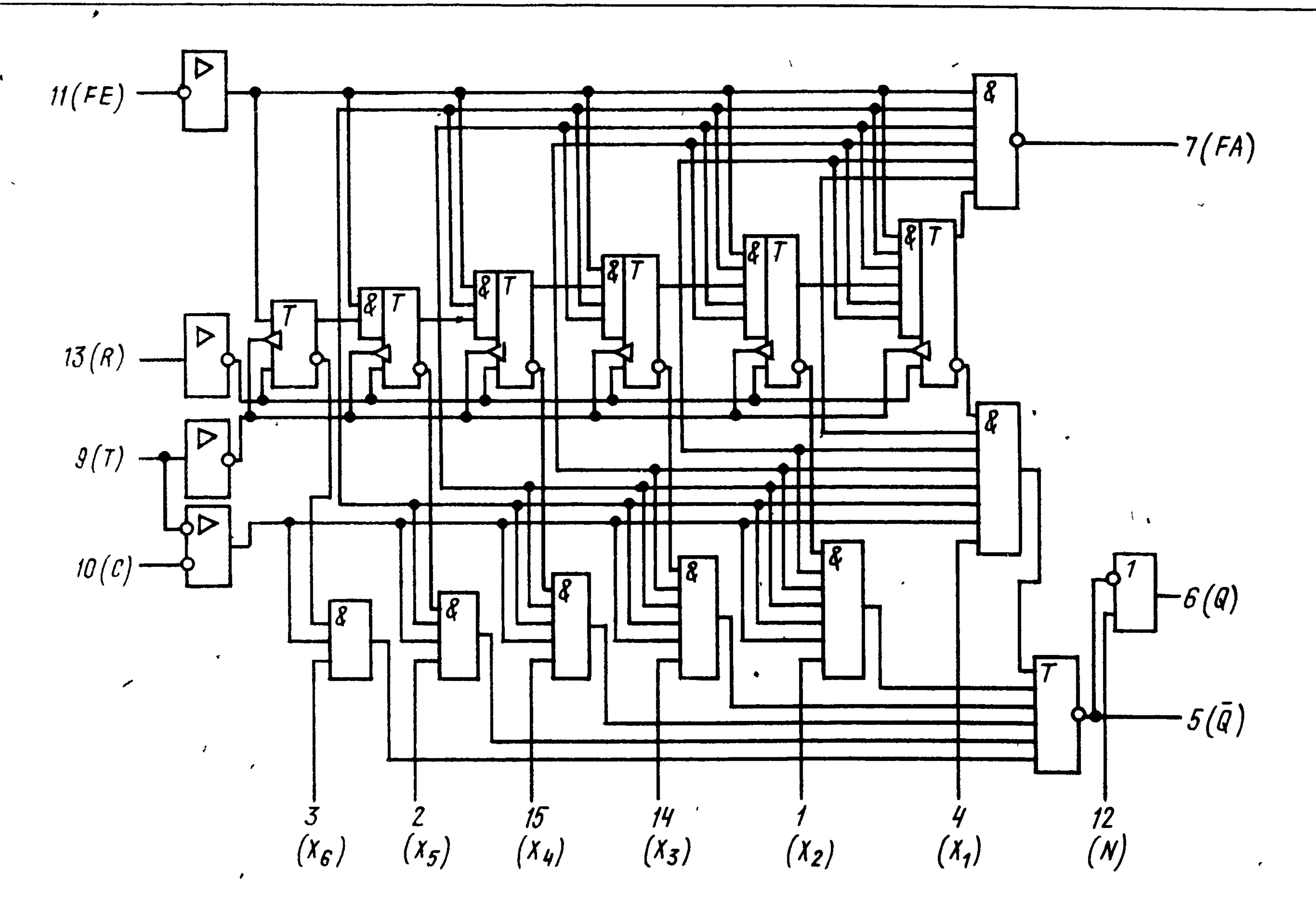


Рис. 12.139

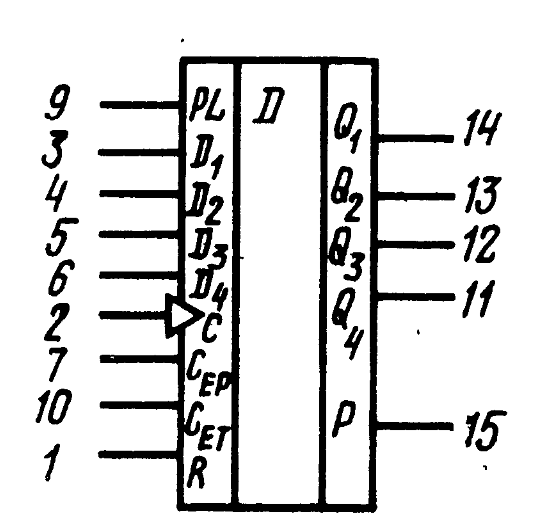


Рис. 12.140

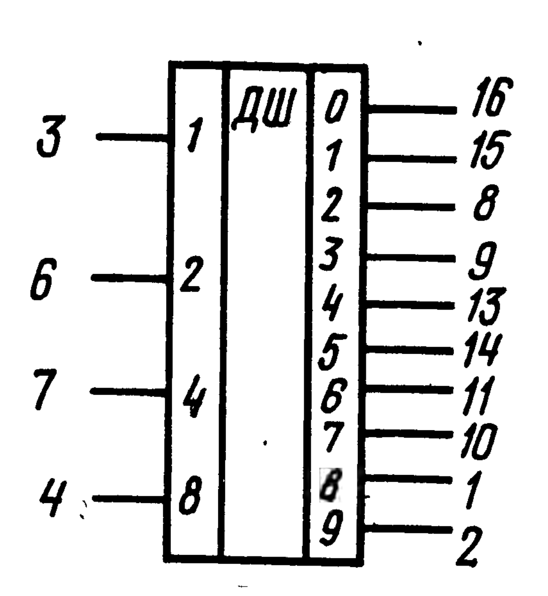


Рис. 12.141

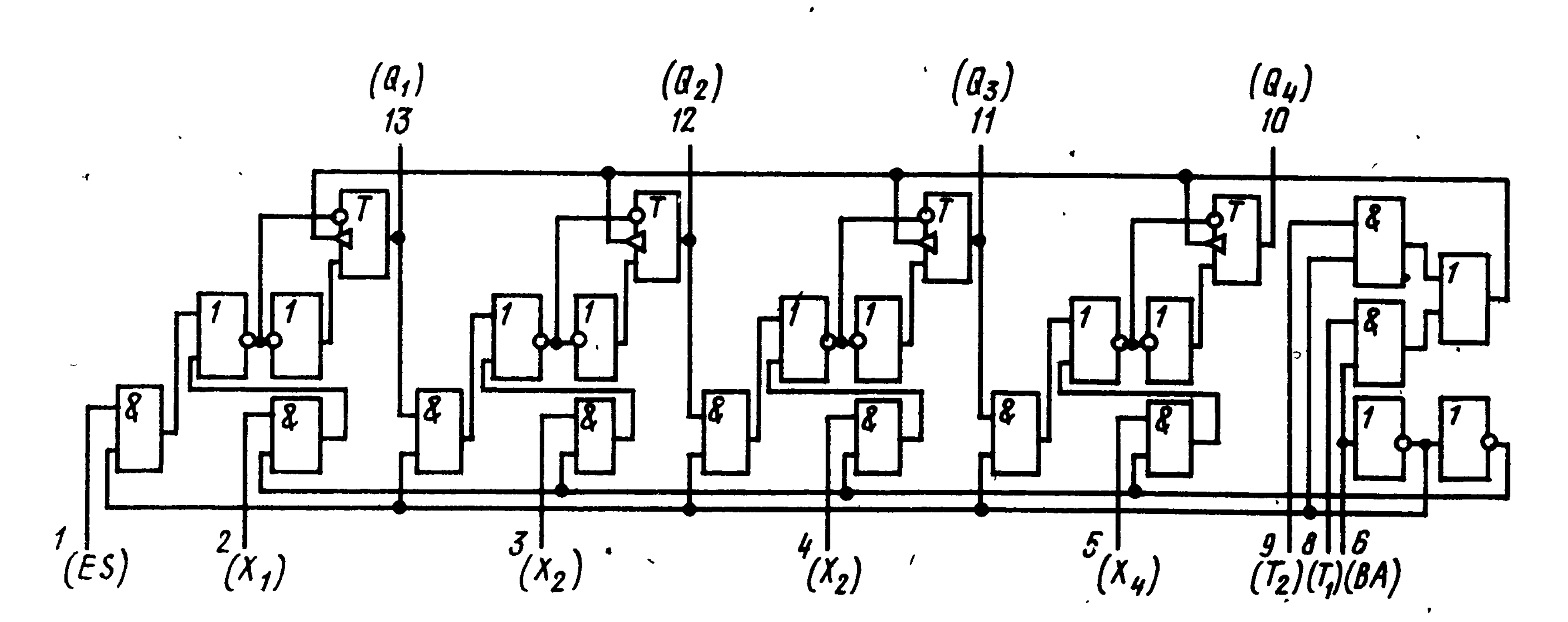


Рис. 12.142

Питание МС имеет следующую разводку, одинаковую для описываемых серий типа ТТЛ: для типов ЛЕ2, ТМ8, ИЕ6, ИЕ7, ИЕ8, ИЕ9 — 8 — общий, 16 — $U_{и.п}$; для типов ИЕ1, ИЕ2, ИЕ4, ИЕ5 — *10* — общий, *5* — $U_{и.п}$; для типов ТМ7, ИД1 — 12 — общий, *5* — $U_{и.п}$; для типов ТМ5 — 11 — общий, *4* — $U_{и.п}$; для остальных типов — *7* — общий, *14* — $U_{и.п}$.

Серия К176. МС серии К176 характеризуются невысокой потребляемой мощностью и могут применяться в конструкциях с автономным питанием (табл. 12.108 — 12.111). МС серии К176 имеют пластмассовый корпус с выводами, перпендикулярными установочной плоскости. За исключением МС типов К176ТВ1, К176ИЕ2, К176ИЕ8, К176ИД1, К176ИР1, К176ИР2, имеющих корпус с 16 выводами (рис. 12.77), все корпуса имеют 14 выводов (рис. 12.106).

Таблица 12.108. **Классификация МС серии К176**

№ рис.	Функциональное назначение	Обозначение	
		новое	старое
12.145	Четыре элемента 2И-НЕ	К176ЛА7	К1ЛБ767
12.146	Два элемента 4И-НЕ	К176ЛА8	К1ЛБ768
12.147	Три элемента 3И-НЕ	К176ЛА9	К1ЛБ769
12.148	Четыре элемента 2ИЛИ-НЕ	К176ЛЕ5	К1ЛБ765
12.149	Два элемента 4ИЛИ-НЕ	К176ЛЕ6	К1ЛБ766
12.150	Три элемента 3ИЛИ-НЕ	К176ЛЕ10	К1ЛБ7610
12.151	Элемент 9И и элемент НЕ	К176ЛИ1	
12.152	Универсальный логический элемент	К176ЛП1	К1ЛП761
12.153	Четыре элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ	К176ЛП2	
12.154	Два элемента 3ИЛИ-НЕ и элемент НЕ	К176ЛП4	К1ЛБ764
12.155	Два элемента 4ИЛИ-НЕ и элемент НЕ	К176ЛП11	К1ЛБ7611
12.156	Два элемента 4И-НЕ и НЕ	К176ЛП12	К1ЛБ7612
12.157	Три элемента 3(И-ИЛИ)	К176ЛС1	
12.158	Два D-триггера (с установкой 0)	К176ТМ1	К1ТК761
12.159	Два D-триггера (с установкой 0 и 1)	К176ТМ2	К1ТМ762
12.160	Два J-K-триггера	К176ТВ1	
12.161	Шестиразрядный двоичный счетчик	К176ИЕ1	
12.162	Пятиразрядный двоичный счетчик с одним десятичным выходом	К176ИЕ2	
12.163	Счетчик по модулю 6 с дешифратором для вывода информации на семисегментный индикатор	К176ИЕ3	
12.163	Счетчик по модулю 10 с дешифратором для вывода информации на семисегментный индикатор	К176ИЕ4	
12.164	Пятнадцатиразрядный двоичный делитель частоты	К176ИЕ5	
12.165	Десятичный счетчик с дешифратором	К176ИЕ8	
12.166	Дешифратор 4 и 10	К176ИД1	
12.167	Сдвоенный 4-разрядный статический регистр сдвига	К176ИР2	
12.168	Пять преобразователей уровня с инверсией	К176ПУ1	
12.169	Шесть преобразователей уровня с инверсией	К176ПУ2	
12.170	Шесть преобразователей уровня	К176ПУ3	

Таблица 12.109. **Общие характеристики МС серии К176 (при $T=25\pm5°C$)**

Параметр	Значение	Применение
$U_{и.п}$, В	9±5%	
$U^0_{вых}$, В, не более	0,3	Для ПУ2 и ПУ3 не более 0,4
$U^1_{вых}$, В, не менее	8,2	Для ПУ1 не менее 3, ПУ2 и ПУ3 не менее 2,4
Входной ток логических «0» и «1», $I_{вх}$, мкА, не более	0,1	Для ИЕ3, ИЕ4, ИЕ5 ИР2 не более 0,5
$f_{вх}$, МГц, не менее	1,0	Для ТВ1, ИЕ2, ИЕ8, ИР2 не менее 2,0
Коэффициент нагрузки $N_{р}$ не менее	50	1. В статическом режиме. 2. Для ЛС1 не менее 40, ИЕ1 не менее 20

Таблица 12.110. **Мощность потребления МС серии К176 в статическом режиме**

Тип	*P*, мкВт, не более
ЛА7, ЛА8, ЛА9, ЛЕ5, ЛЕ6, ЛЕ10, ЛП1, ЛП4, ЛП11, ЛП12, ТМ1, ТМ2	3
ЛИ1	4
ПУ1	7
ПУ2, ПУ3	50
ЛП2	100
ЛС1, ИЕ1	200
ТВ1, ИЕ2, ИЕ8, ИД1, ИР2	1000
ИЕ3, ИЕ4, ИЕ5	2500

Таблица 12.111. **Время задержки распространения сигнала при включении и выключении МС серии К176**

Тип	$t_{зд,\ р}$, нс, не более
ЛА7, ЛА8, ЛА9, ЛЕ5, ЛЕ6, ЛЕ10, ЛП1, ЛП4, ЛП11, ЛП12	200
ЛС1, ЛС2	600
ЛИ1, ПУ1	250
ПУ2, ПУ3	130
ИД1	350

Для МС с 16-выводными корпусами вывод *8* — общий, *16* — $U_{и.п}$, для ИС с 14-выводными корпусами вывод *7* — общий, вывод *14* — $U_{и.п}$. Диапазон рабочих температур −10 — +70°C.

Базовые элементы серии, выполняющие функции И—НЕ и ИЛИ—НЕ, представлены на рис. 12.143 и рис. 12.144 соответственно.

Функциональные схемы представлены на рис. 12.145 — 12.170.

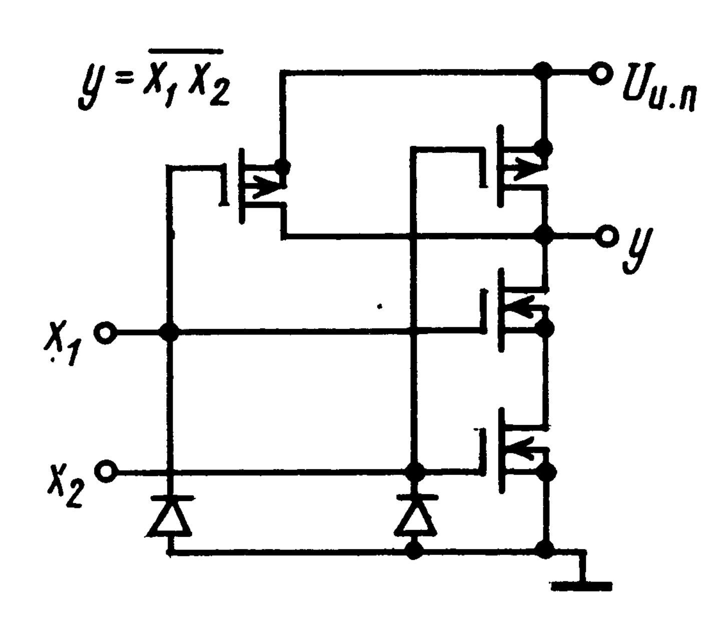


Рис. 12.143

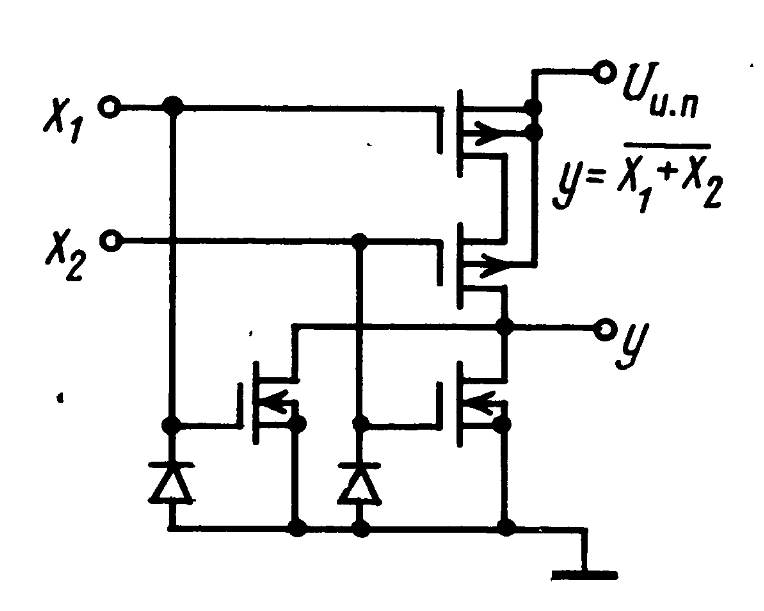


Рис. 12.144

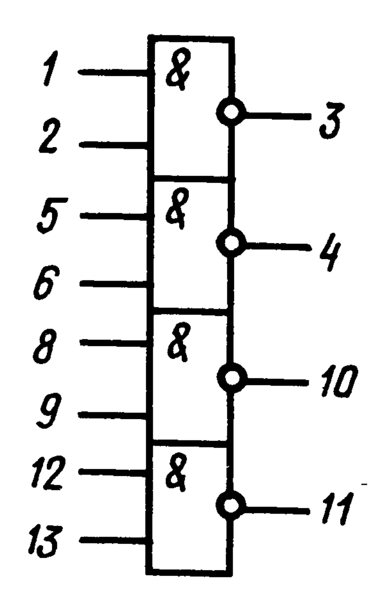


Рис. 12.145

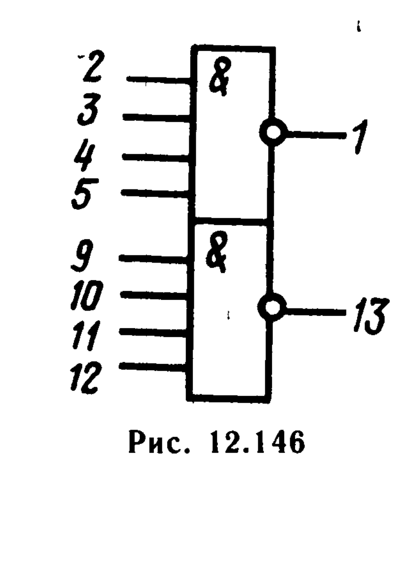


Рис. 12.146

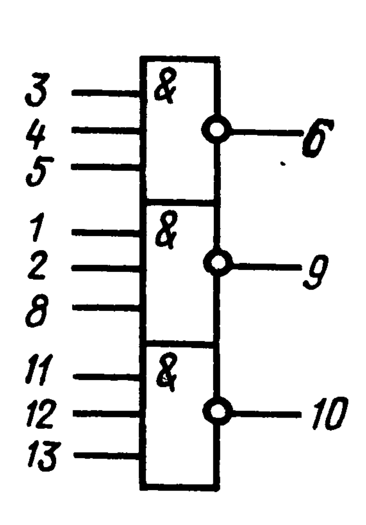


Рис. 12.147

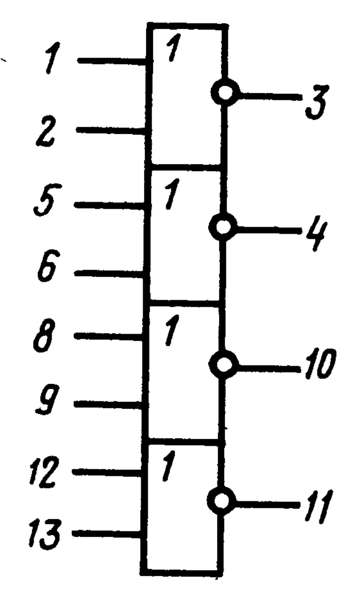


Рис. 12.148

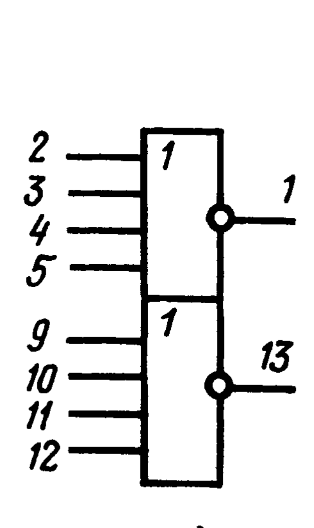


Рис. 12.149

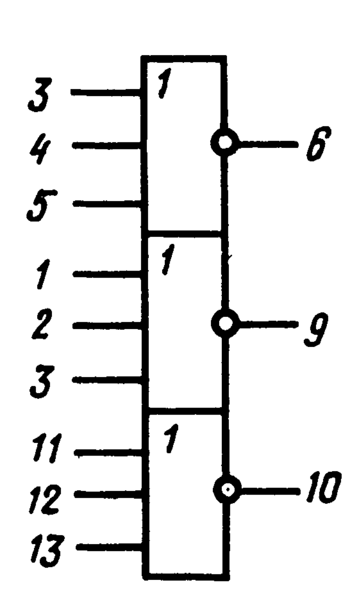


Рис. 12.150

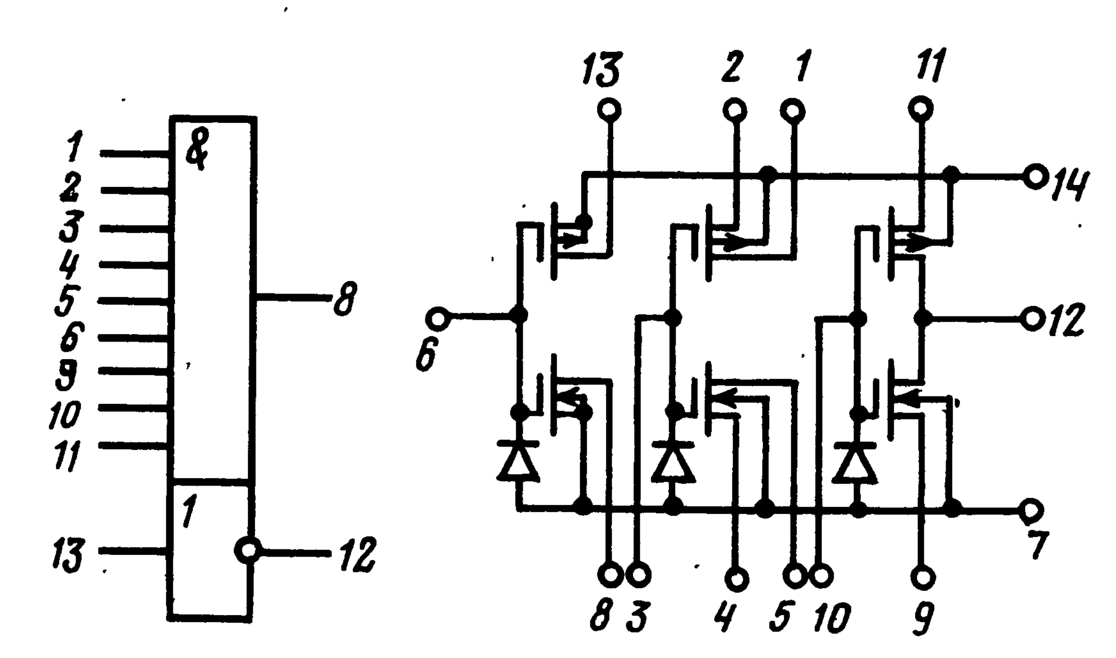


Рис. 12.151

Рис. 12.152

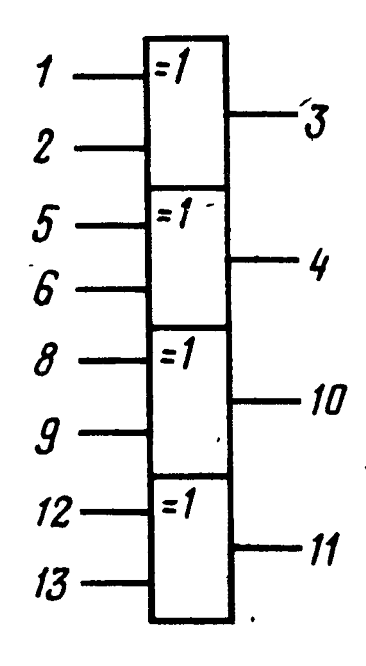


Рис. 12.153

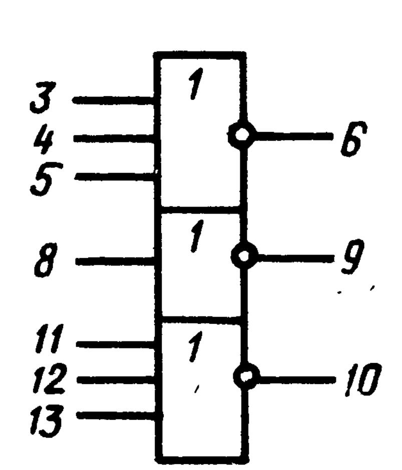


Рис. 12.154

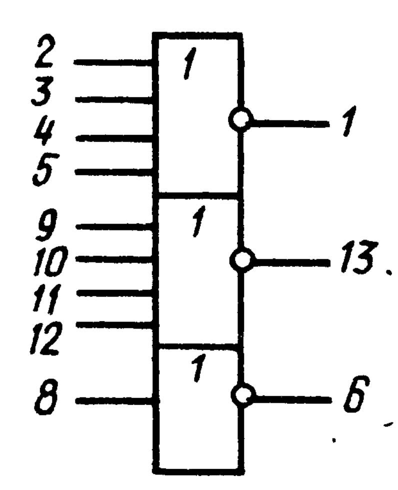


Рис. 12.155

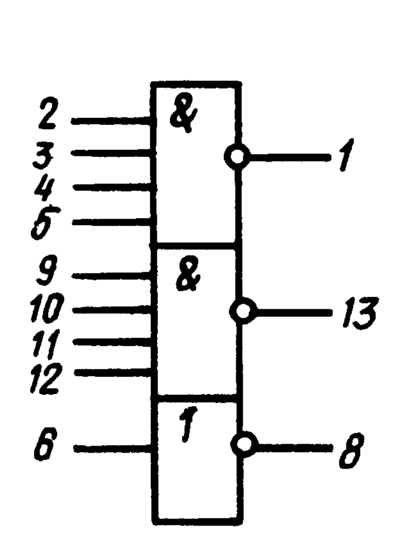
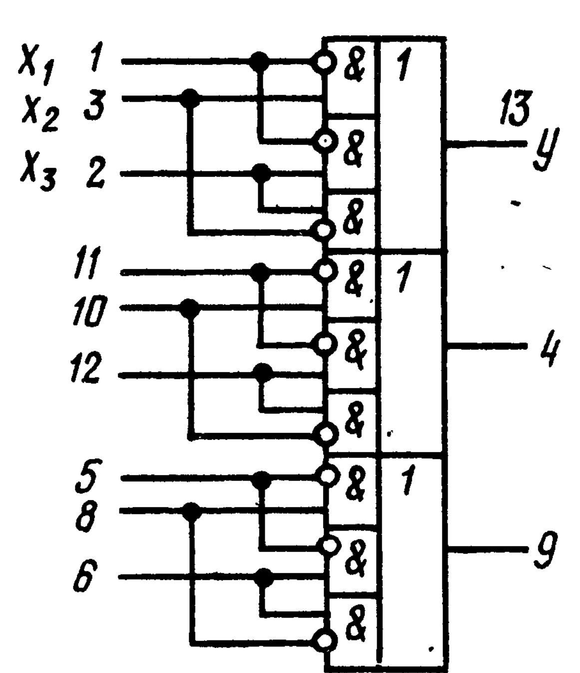


Рис. 12.156



x_1	x_2	x_3	y
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	1
1	1	0	0
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	0

Рис. 12.157

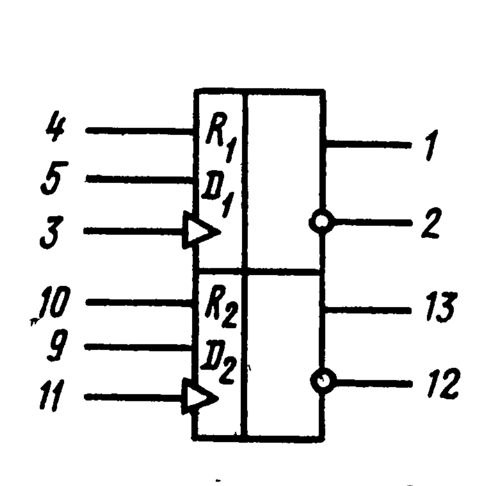


Рис. 12.158

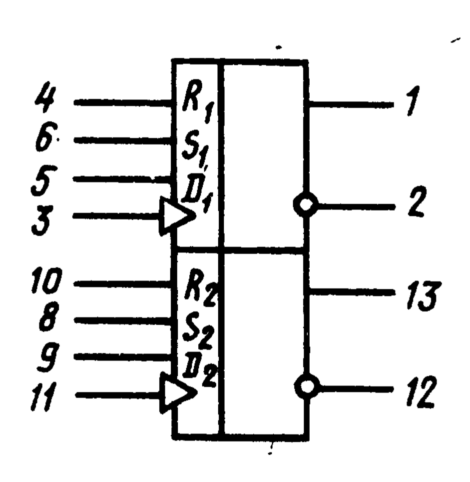
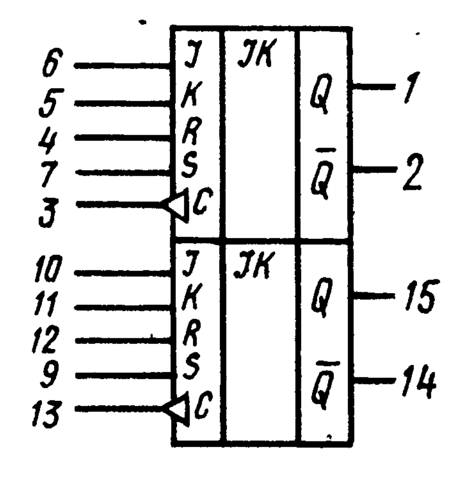


Рис. 12.159



R	S	J	K	C	Q	$\bar{Q}$
1	0	X	X	X	0	1
0	1	X	X	X	1	0
1	1	X	X	X	Н/О	Н/О
0	0	X	X	Q	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	0	∫	Q	$\bar{Q}$
0	0	0	1	∫	0	1
0	0	1	0	∫	1	0
0	0	1	1	∫	$\bar{Q}$	Q

X-состояние любое
Н/О - состояние не определено

Рис. 12.160

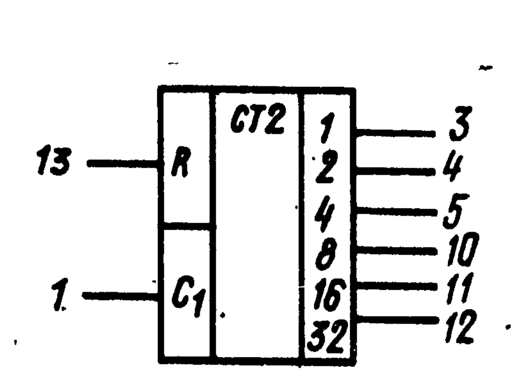


Рис. 12.161

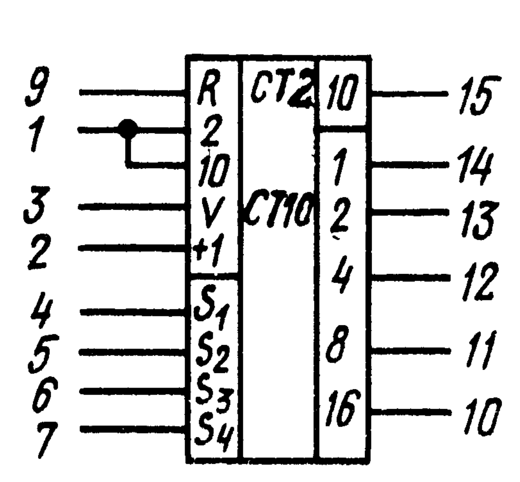


Рис. 12.162

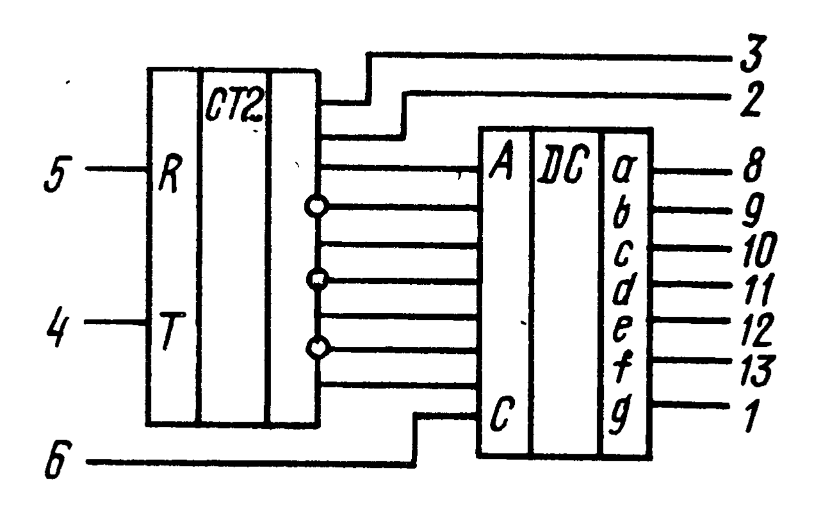


Рис. 12.163

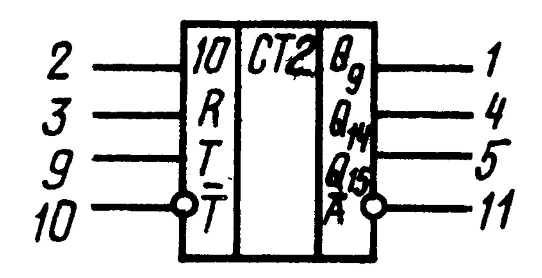


Рис. 12.164

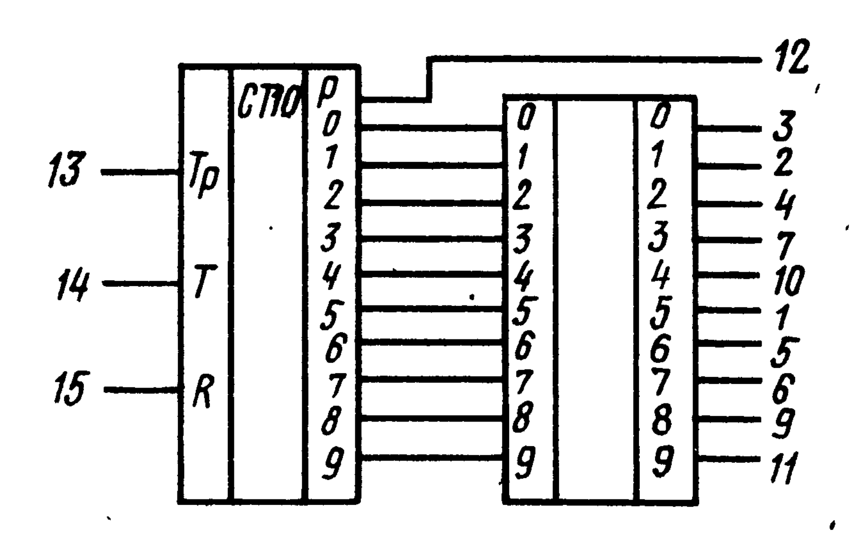


Рис. 12.165

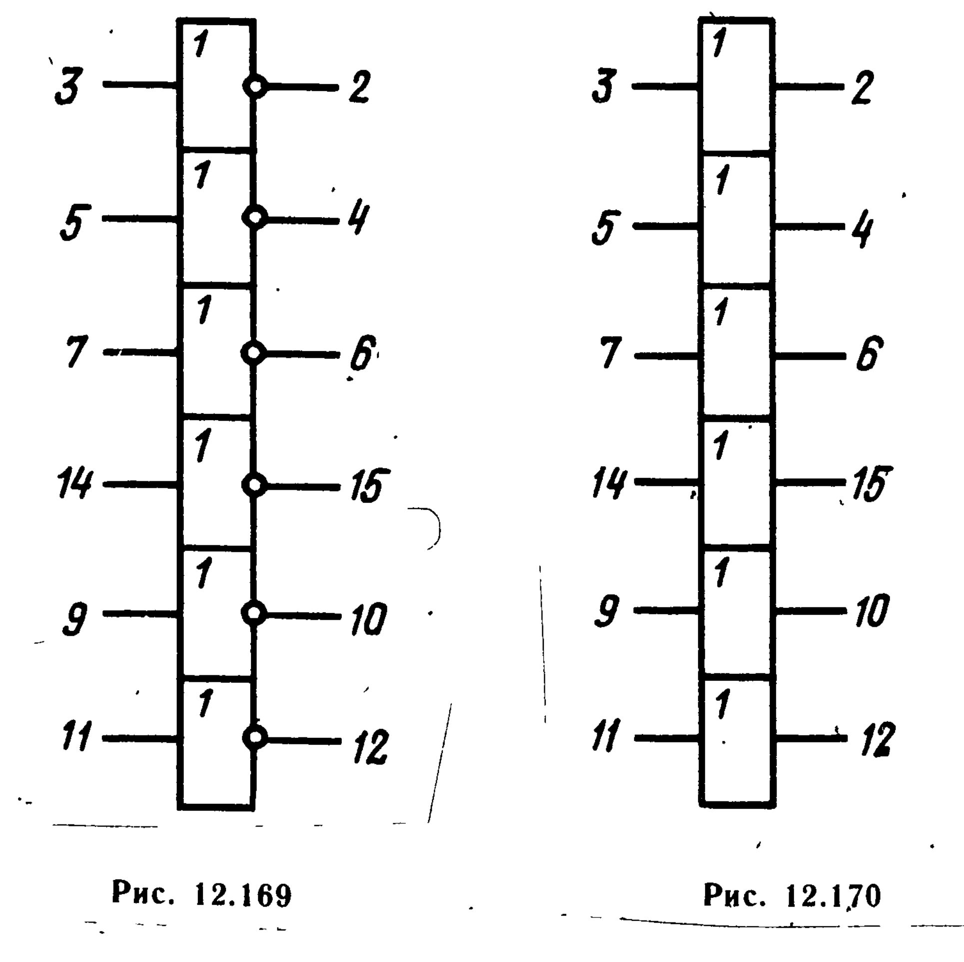


Рис. 12.169

Рис. 12.170

Справочные данные по линейным МС

Линейные серии МС охватывают наиболее широкий диапазон применения и могут быть рекомендованы для использования практически в любых устройствах звукового и ультразвукового диапазона частот.

Серии К118, К122. МС серии К118 имеют пластмассовый корпус с 14 выводами (рис. 12.106), а серии К122 — круглый металлостеклянный корпус с 12 выводами (рис. 12.171). Серии полностью совпадают по составу, функциям и электрическим характеристикам входящих в них МС (табл. 12.112 — 12.114).

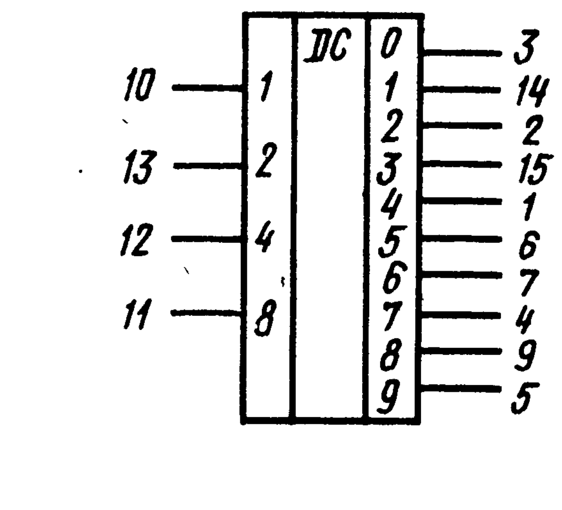
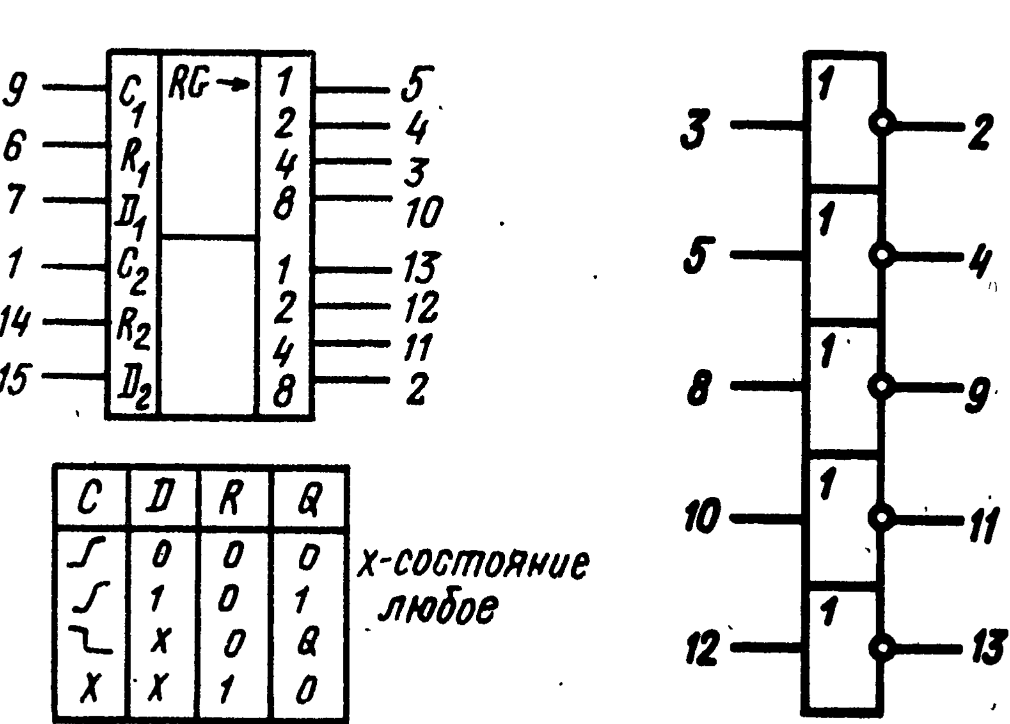


Рис. 12.166



C	D	R	Q
⨍	0	0	0
⨍	1	0	1
⌊	X	0	Q
X	X	1	0

Рис. 12.167

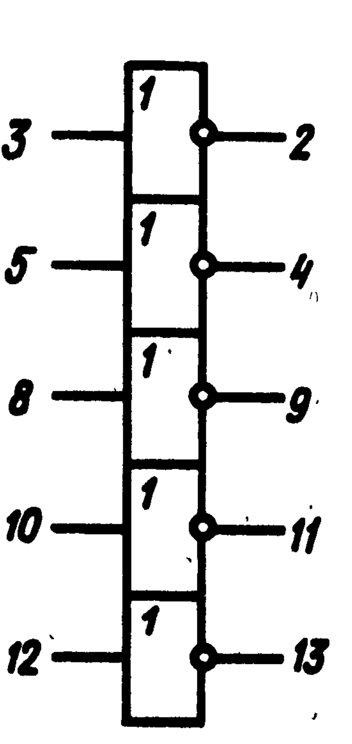


Рис. 12.168

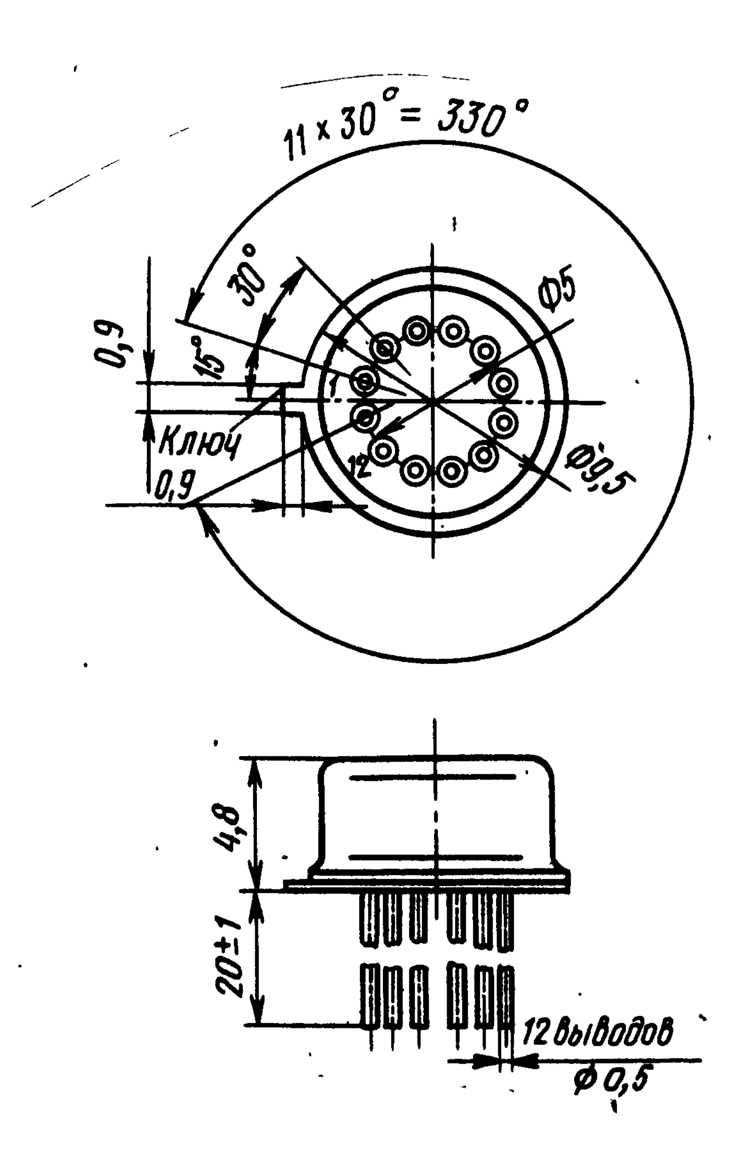


Рис. 12.171

Таблица 12.112. **Классификация МС серий К118 и К122**

№ рис.	Функциональное назначение	Обозначение МС в серии	
		К118	К122
12.172	Двухкаскадный усилитель	К1УС181А—К1УС181Д	К1УС221А—К1УС221Д
12.175	Каскодный усилитель	К1УС182А—К1УС182В	К1УС222А—К1УС222В
12.174	Однокаскадный дифференциальный усилитель	К1УТ181А—К1УТ181В	К1УТ221А—К1УТ221В
12.173	Видеоусилитель	К1УБ181А—К1УБ181Г	К1УБ221А—К1УБ221Г
12.176	Триггер Шмитта	К1ТШ181А—К1ТШ181Д	К1ТШ221А—К1ТШ221Д

Таблица 12.113. **Характеристики МС серий К118 и К122 (подгруппа ТШ)**

Параметр	К1ТШ181, К1ТШ221				
	А	Б	В	Г	Д
$U_{и.п}$, В*	±3,0	±4,0	±4,0	±6,3	±6,3
$I_{вх}$, мкА, не более	20	40	20	40	20
$U_{срб}$, В, не более	+0,35	+0,35	+0,35	+0,4	+0,4
$U_{отп}$, В, не менее	—0,35	—0,35	—0,35	—0,7	—0,7
Выходное напряжение низкого уровня $U_{вых\ (н.у)}$, В	—0,4 ÷ +0,9	—0,4 ÷ +0,9	—0,4 ÷ +0,9	—0,4 ÷ +1,2	—0,4 ÷ +1,2
высокого уровня $U_{вых\ (в.у)}$, В	2,75—3,05	3,75—4,05	3,75—4,05	6,0—6,35	6,0—6,35

* Допускается отклонение ±10%.

Диапазон рабочих температур для серии К118 —10 ÷ +70°С, для серии К122 —45 ÷ +85°С. Электрические и функциональные схемы представлены на рис. 12.172 — 12.176 (в скобках указаны номера выводов для МС серии К122).

Серия К140. МС серии К140 имеют круглый металлостеклянный корпус с 12 выводами (рис. 12.171) для типов К140УД1 (А, Б, В), К140УД2 (А, Б) и с 8 выводами (рис. 12.177) для остальных типов. Классификация МС и их характеристики приведены в табл. 12.115 — 12.117. Диапазон рабочих температур —10 ÷ +70°С. Функциональные схемы, схемы включения и справочные зависимости представлены на рис. 12.178 — 12.187.

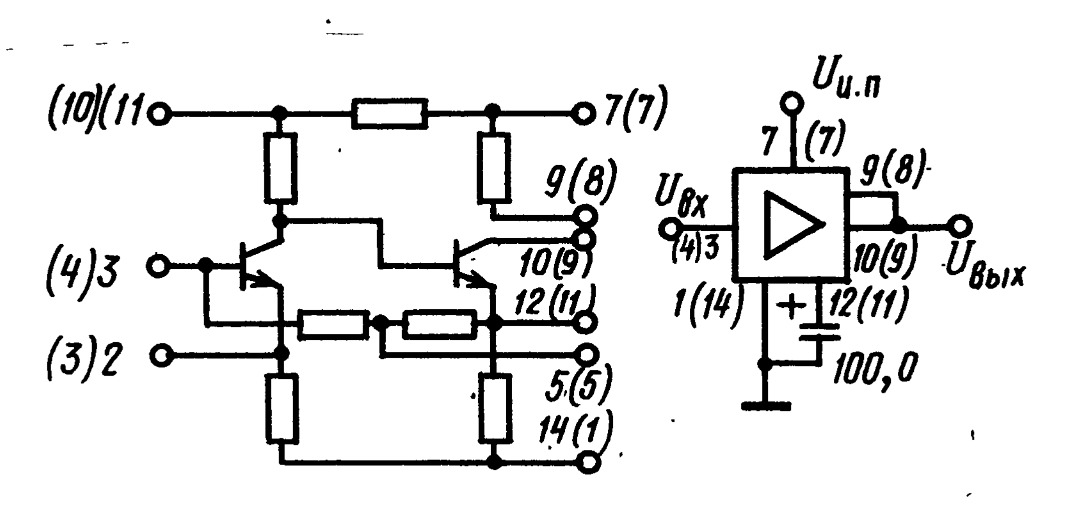


Рис. 12.172

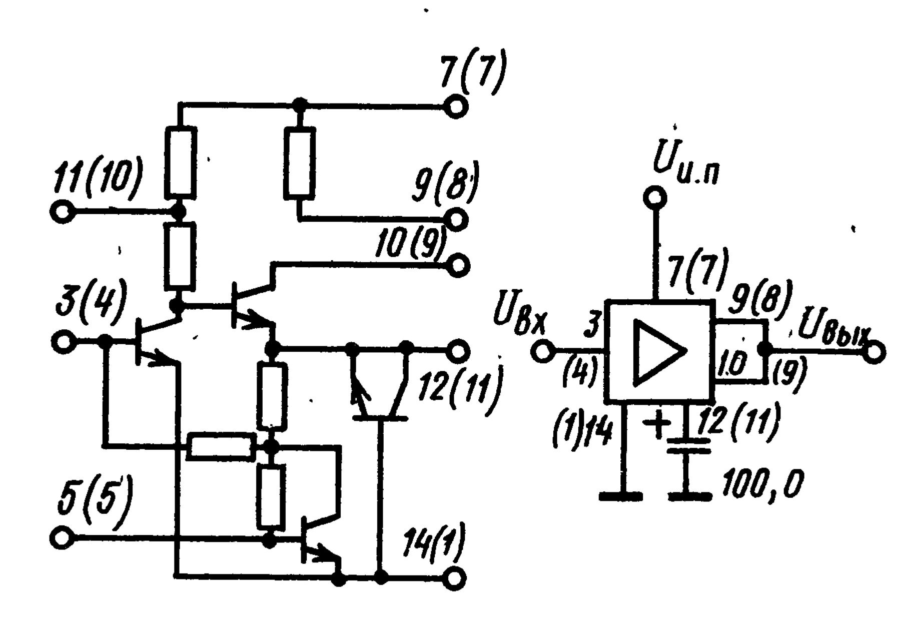


Рис. 12.173

Таблица 12.114. **Характеристики МС серий К118 и К122 (подгруппы УС, УТ, УБ)**

Параметр	К1УС181, К1УС221					К1УС222, К1УС182			К1УТ181, К1УТ221			К1УБ181, К1УБ221			
	А	Б	В	Г	Д	А	Б	В	А	Б	В	А	Б	В	Г
$U_{и.п}$, В*	+6,3	+6,3	+12,6	+12,6	+12,6	+4,0	+6,3	+6,3	±4,0	±6,3	±6,3	±6,3	±6,3	+12,6	+12,6
$K_у$, не менее, на частоте 12 кГц на частоте 5 МГц	250 30	400 30	350 50	500 50	800 50	15	25	40	15 5	22 8	22 8	900	1300	1500	2000
$R_{вх}$, кОм, не менее	2	2	2	2		1	1	1	6	3	6	1	1	1	1
$R_{вых}$, кОм, не более	3	3	3	3	3	3	3	3	7	7	7				
$U_{вх}$, В, не более	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	0,1	0,1	0,05	±2	±3	±3				
$U_{вых}$, В, не менее	1	0,5	2,2	1,8	1,8				−2÷+1	−3÷+1	−3÷+1	3,8	3,8	8	8
$I_{вх}$, мкА, не более									10	10	20				
$\Delta I_{вх}$, мкА, не более									±2	±2	±4				

* Допускается отклонение ±10%.

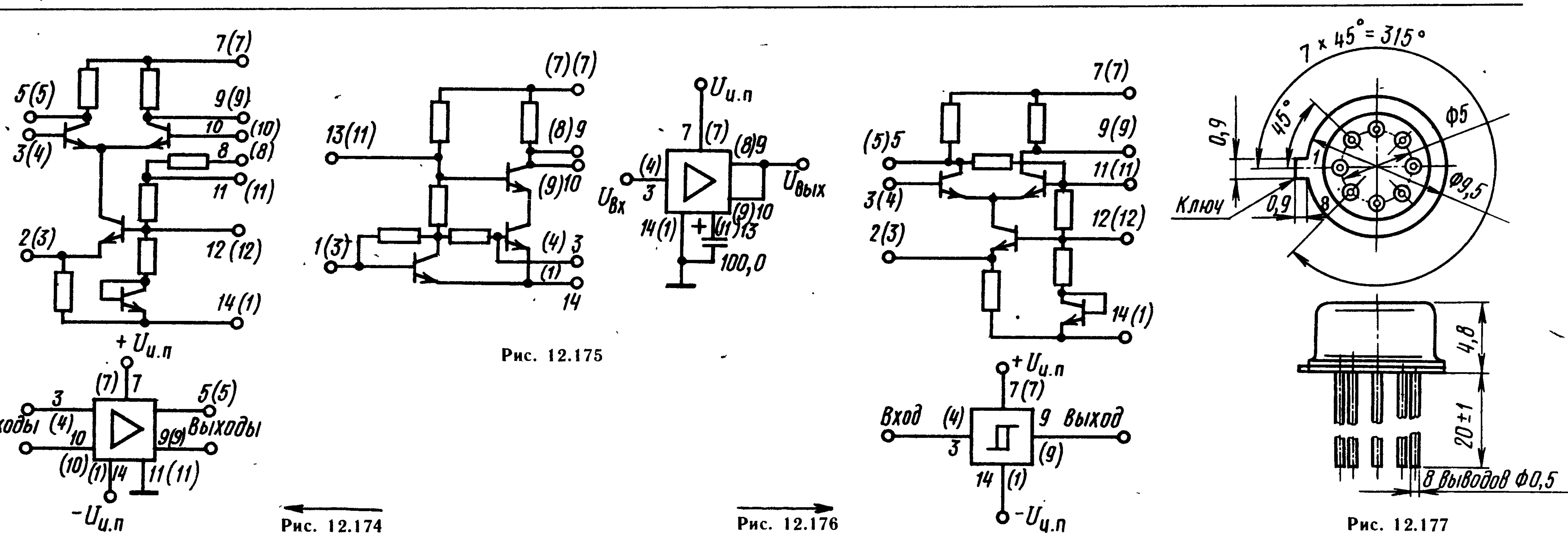


Рис. 12.174

Рис. 12.175

Рис. 12.176

Рис. 12.177

Таблица 12.115. **Классификация МС серии К140**

№ рис.	Функциональное назначение	Обозначение	
		новое	старое
12.178	Операционный усилитель	К140УД1 (А, Б, В)	К1УТ401 (А, Б, В)
12.179—12.184	Операционный усилитель	К140УД2 (А, Б)	К140УД2 (А, Б)
12.185, 12.186	Операционный усилитель	К140УД5 (А, Б)	К140УД5 (А, Б)
12.187	Операционный усилитель с малыми входными токами и внутренней коррекцией	К140УД6	
12.187	Операционный усилитель с внутренней коррекцией, защитой входа и выхода от короткого замыкания и установкой нуля	К140УД7	

Таблица 12.116. **Характеристики МС типа К140УД5 (при $U_{и.п}=\pm 12$ В)**

Параметр	К140УД5*			
	А		Б	
	входы *8, 11*	входы *9, 10*	входы *8, 11*	входы *9, 10*
P, мВт, не более	290		290	
$K_у$ на частоте 1 кГц, не менее	350	500	700	1000
$U_{вых}$, В	—4,5÷+6,5		—4,5÷+6,5	
$I_{вх}$, мкА, не более	4	5	8	10
$U_{см}$, мВ, не более	±2	±10	±1	±5
$\Delta I_{вх}$, мкА, не более	±0,2	±1	±0,1	±0,5
Температурный коэффициент входного тока, нА/°С, не более	±1,5	±9	±1	±4
Температурный коэффициент разности входных токов, нА/°С, не более	±0,5	±5	±1	±10
$R_{вх}$, кОм, не менее	100	10	100	10

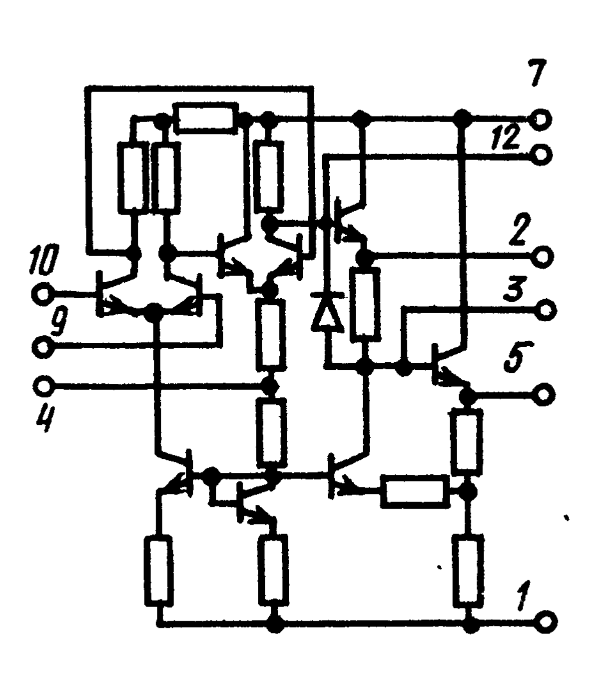
* *8, 11* — выводы высокоомных входов; *9, 10* — выводы низкоомных входов.

Таблица 12.117. **Характеристики МС серии К140**

Параметр	К140УД1			К140УД2		К140УД6	К140УД7
	А	Б	В	А	Б		
$U_{и.п}$, В	±6,3	±12,6	±12,6	±12,6	±6,3	±15	±15
$K_у$	450—4500	1350—12 000	8000	35 000—200 000	3000—35 000	Не менее 30 000	Не менее 30 000
P, мВт, не более	55	200	200	200	60	120	105

Окончание табл. 12.117.

Параметр	К140УД1			К140УД2		К140УД6	К140УД7
	А	Б	В	А	Б		
Диапазон максимальных выходных напряжений, $U_{вых}$, не менее	±2,8	±5,7	±5,7	±10	±3	±11	±10,5
при сопротивлении нагрузки, $R_н$, кОм	5	5	5	1	1	2	2
$U_{см}$, мВ, не более	±9	±9	±9	±5	±7	±10	±10
$I_{вх}$, мкВ, не более	7	11	11	0,7	0,7	0,1	0,55
$\Delta I_{вх}$, мкА, не более	±2,8	±2,8	±2,8	±0,2	±0,2	±0,025	±0,2
$R_{вх}$, кОм, не менее	4	4	4	300	300	1000	400
Диапазон синфазных входных напряжений $U_{сф,\ вх}$, В, не менее	±3	±6	±6	±6	±3	±11	±12
Частота единичного усиления, $f_{вх}$, МГц, не менее	5	5	5	—	—	1	0,8



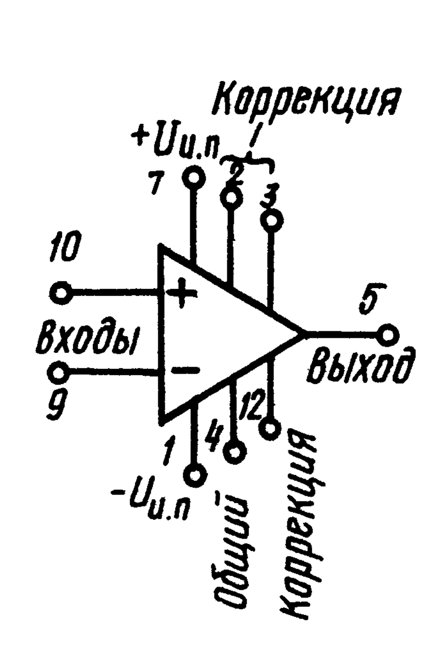


Рис. 12.178

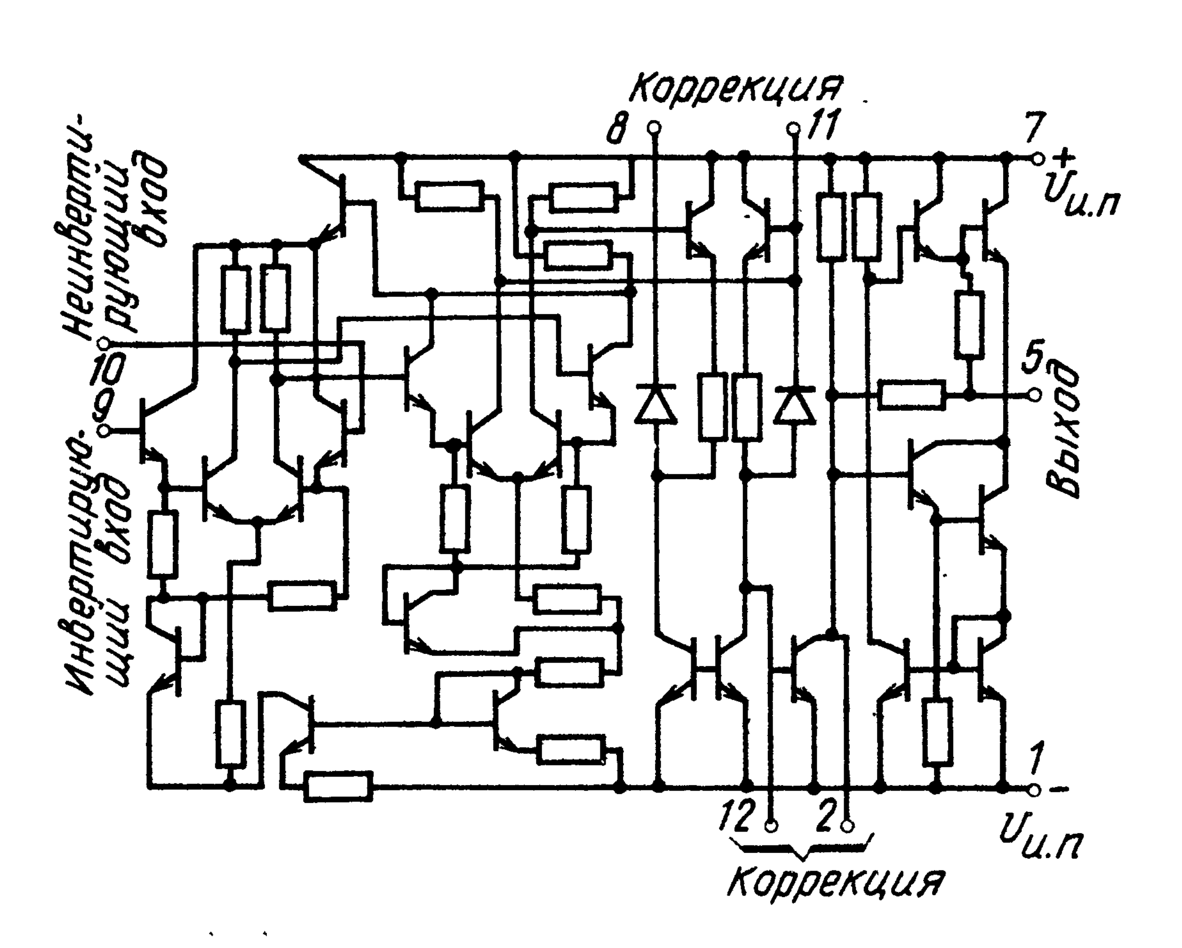


Рис. 12.179

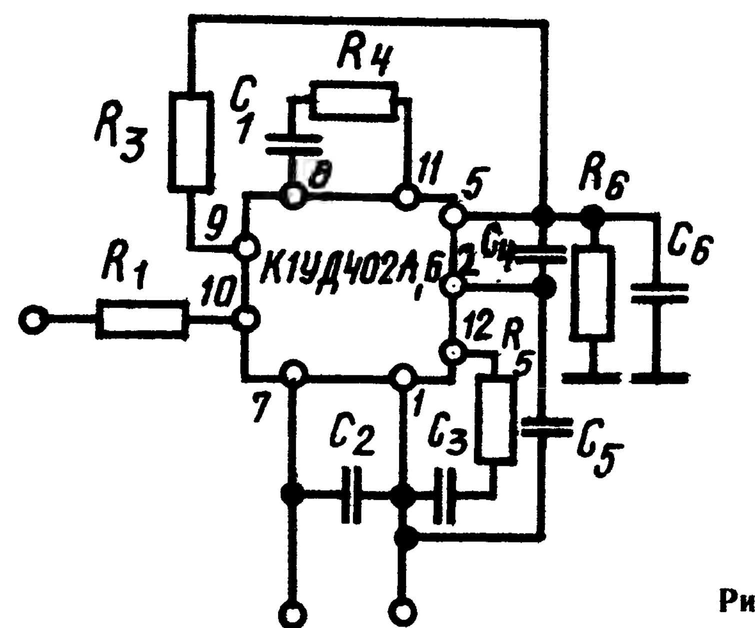


Рис. 12.180

Элемент коррекции	Коэффициент обратной связи $K_{о.с}$*			
	+1	−1	−10	−100
C_1	6 800	3 300	2 200	2 200
C_2, пФ	33 000	33 000	33 000	33 000
C_3, мкФ	1,0	0,1	0,25	—
C_4, пФ	2 200	1 200	750	750
C_5, пФ	15 000	6 800	6 800	6 800
C_6, пФ	100	100	100	100
R_1, кОм	10	10	10	10
R_2, кОм	—	20	11	10
R_3, кОм	10	20	110	1 000
R_4, Ом	200	200	200	200
R_5, Ом	100	100	100	100
R_6, Ом	1	1	1	1

*$K_{ус} = K_{оу}/(1 - K_{о.с})$

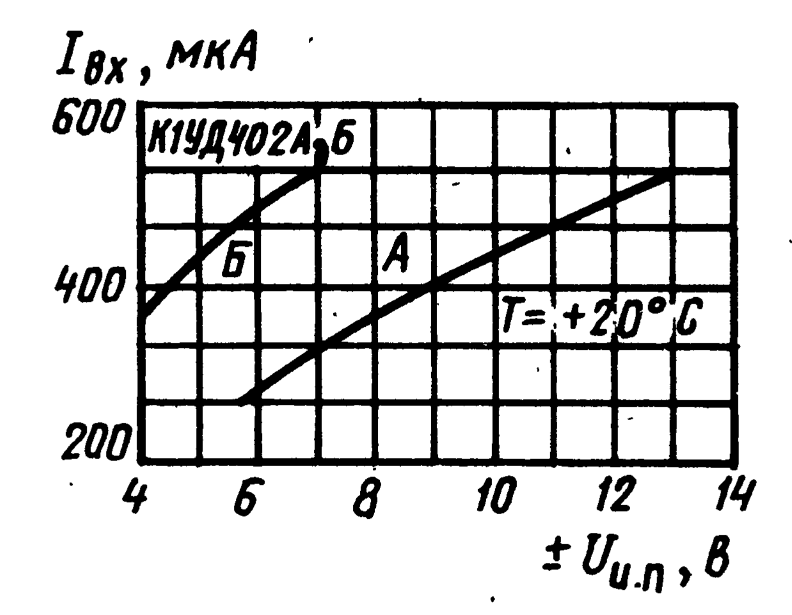


Рис. 12.181

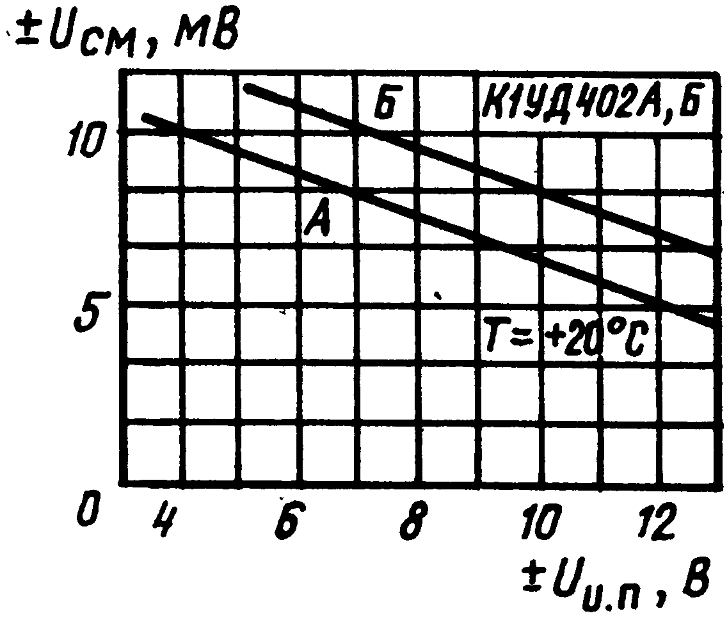


Рис. 12.182

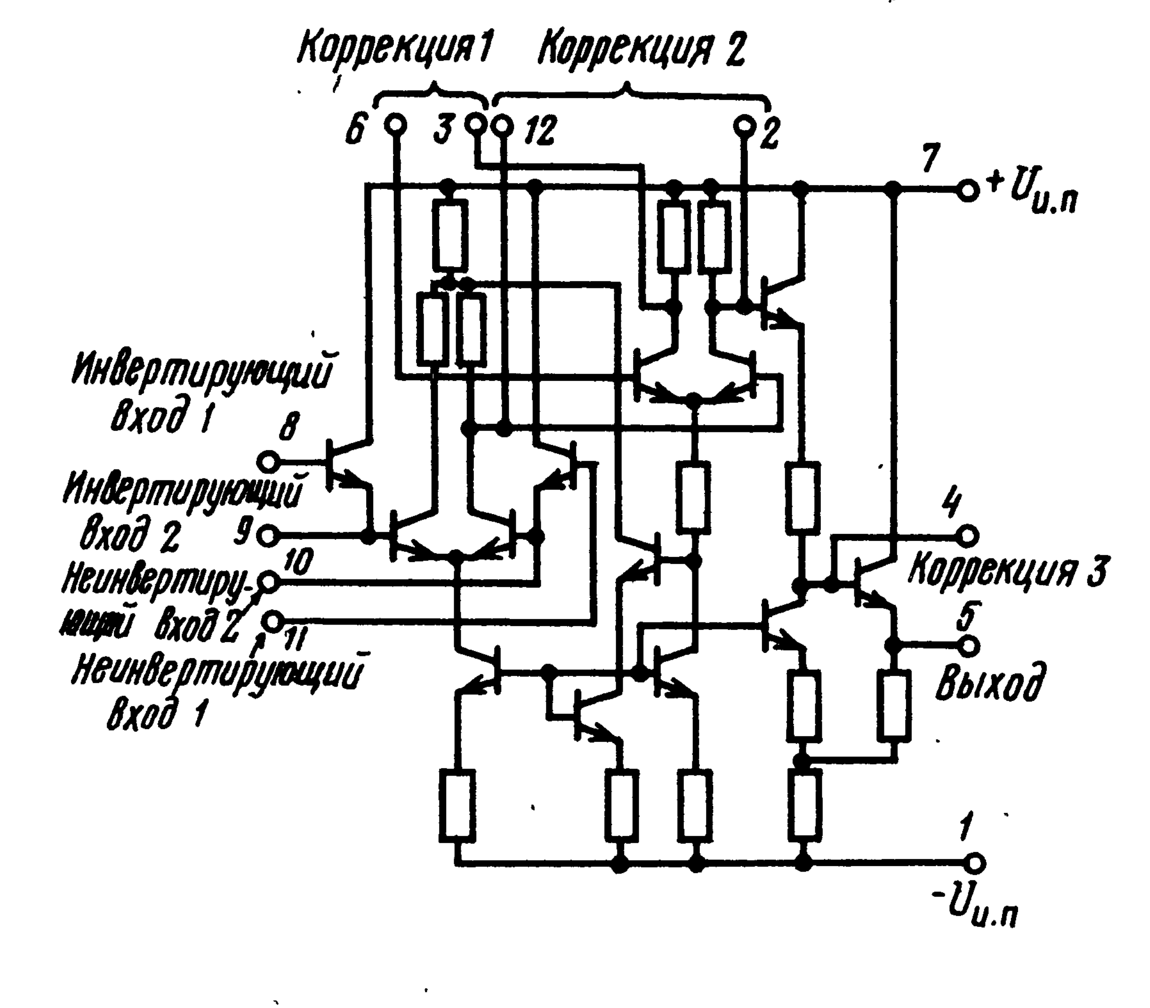


Рис. 12.185

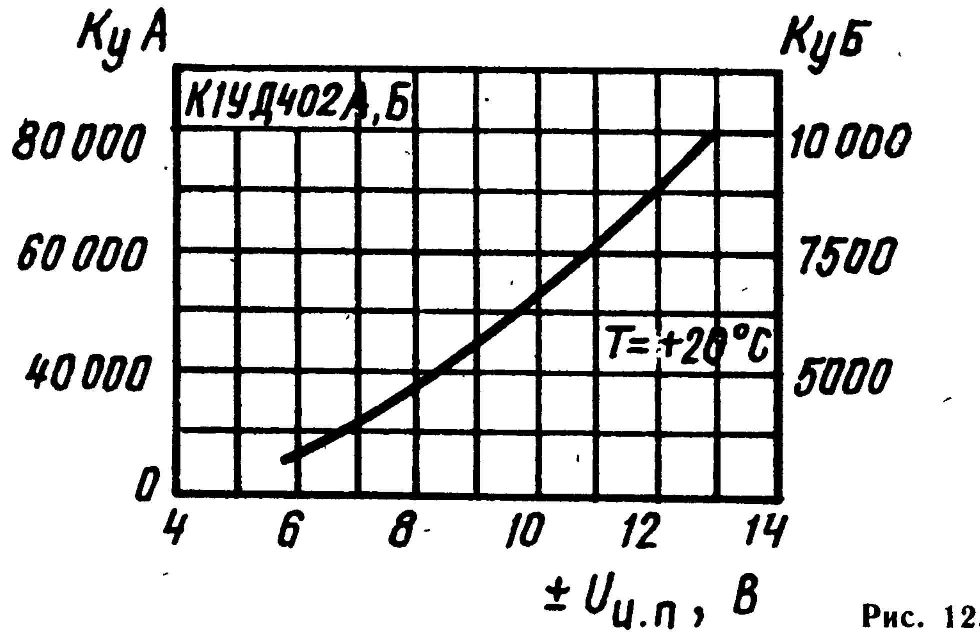


Рис. 12.183

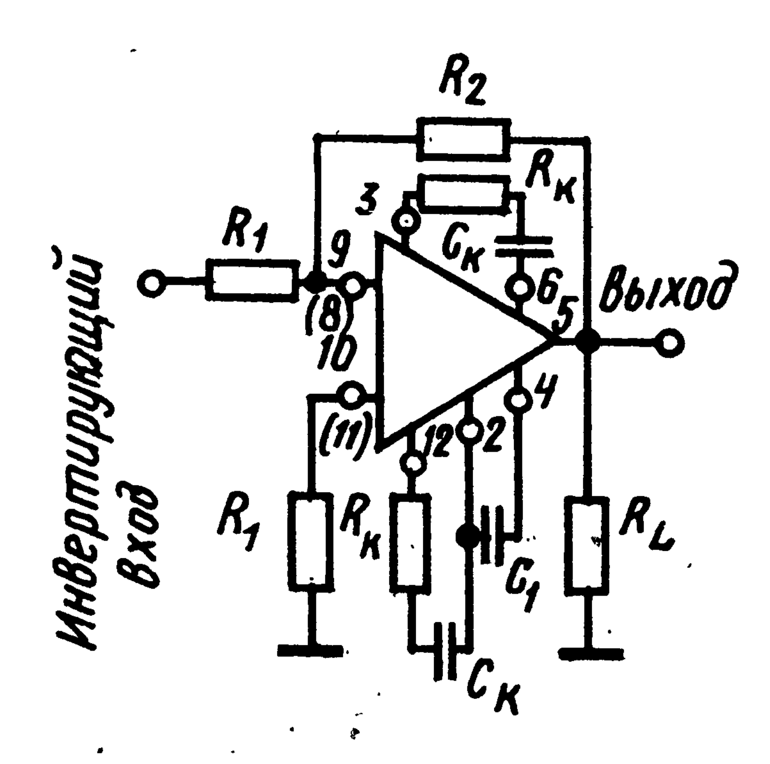


Рис. 12.186

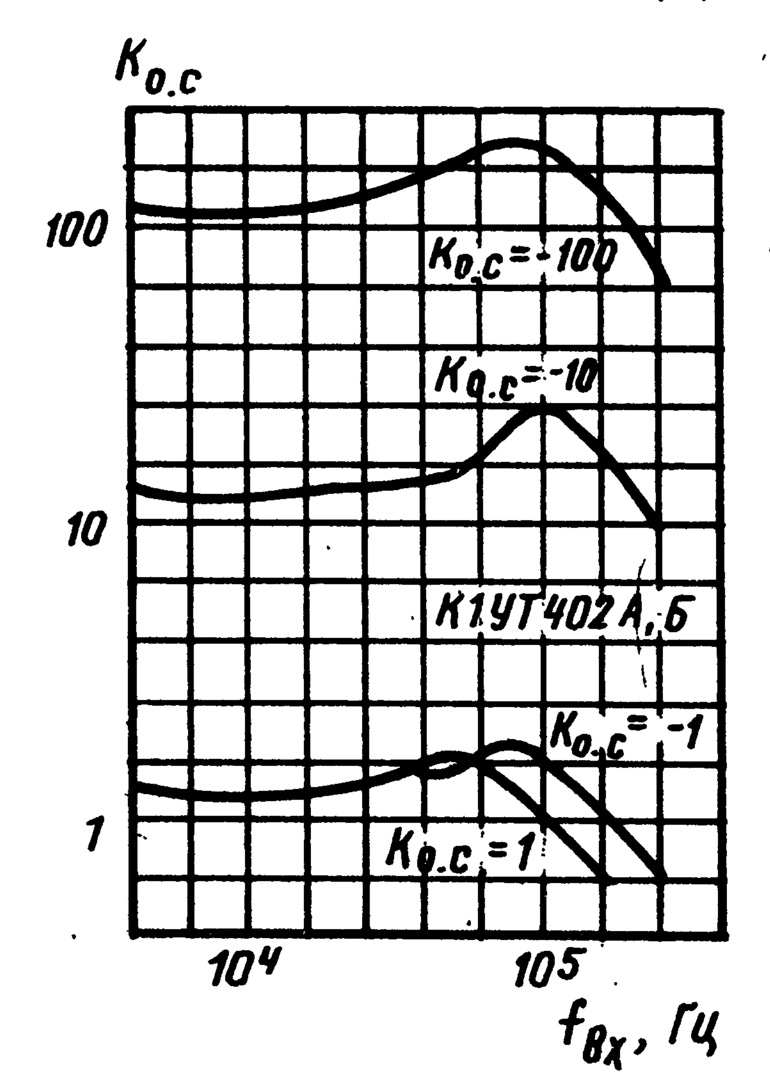


Рис. 12.184

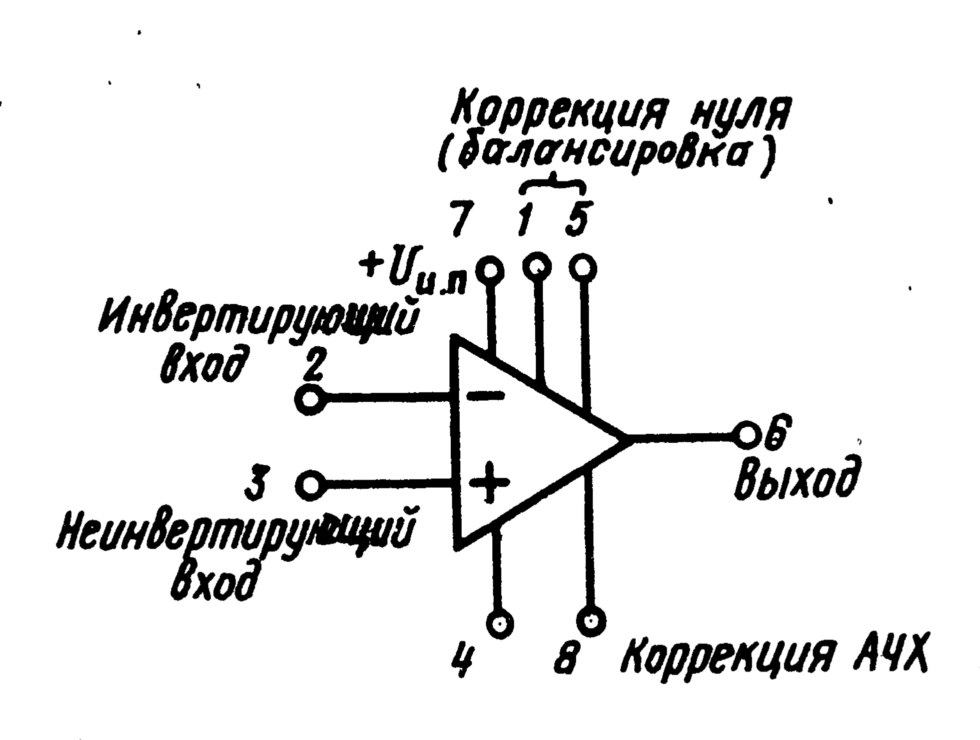


Рис. 12.187

Серии К153, К553. МС серии К153 имеют круглый металлостеклянный корпус с 8 выводами (рис. 12.177), а серии К553 — пластмассовый корпус с 14 выводами (рис. 12.106). Серии полностью совпадают по составу, функциям и электрическим характеристикам входящих в них МС (табл. 12.118, 12.119).

Диапазон рабочих температур для МС К153УД1Б —10 ÷ +85°С, для остальных МС обеих серий —45 ÷ +85°С.

Функциональная схема представлена на рис. 12.188.

Таблица 12.118. **Классификация МС серий К153 и К553**

№ рис.	Функциональное назначение	Обозначение МС		
		в серии К153		в серии К553
		новое	старое	
12.188	Операционный усилитель	К153УД1 (А, Б)	К1УТ531 (А, Б)	К553УД1 (А, Б)
12.188	Операционный усилитель	К153УД2		К553УД2

Таблица 12.119. **Характеристики МС серий К153, К553**

Параметр	К153, К553		К153УД2
	УД1А	УД1Б	К553УД2
$U_{и.п}$, В	±15	±15	±15
$K_у$	15 000—80 000	10 000—100 000	более 20 000
$U_{вых}$, (при $R_н$ = =2 кОм)	±10	±9	±10
$U_{см}$, мВ, не более (при $R_н$ = =10 кОм)	7,5	7,5	7,5
$I_{вх}$, мкА, не более	1,5	0,2	1,5
$\Delta I_{вх}$, мкА, не более	0,5	0,05	0,5
P, мВт, не более	230	230	90

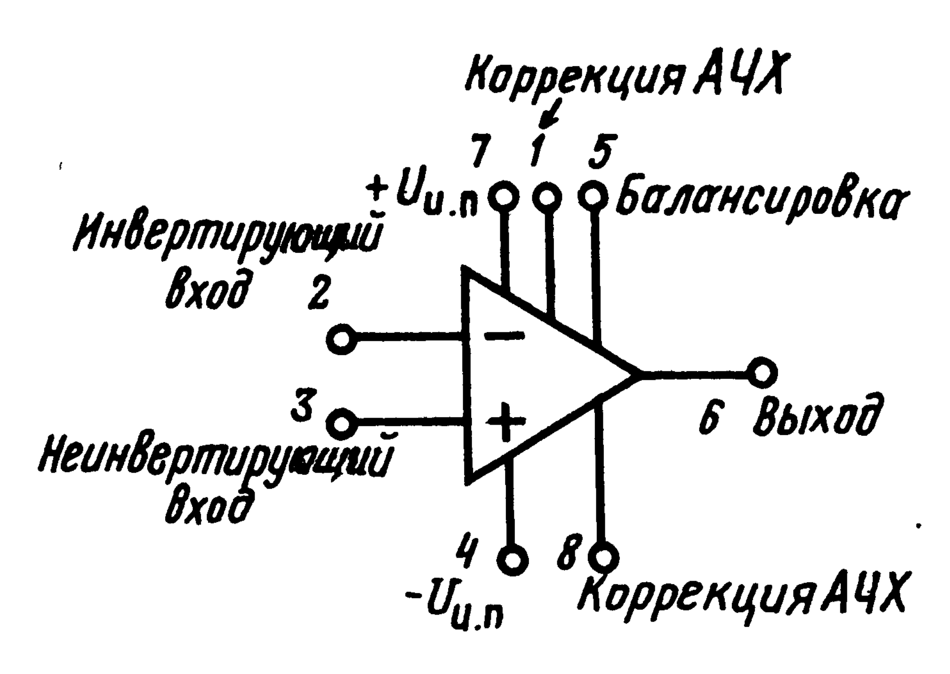


Рис. 12.188

12.20. КОММУТАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Коммутационные устройства (кнопки, тумблеры, реле, дистанционные переключатели, шаговые искатели) предназначены для включения и отключения различных электрических устройств, коммутации электрических цепей в радиоаппаратуре, в устройствах автоматики, сигнализации и связи.

Кнопки

Малогабаритные кнопки типа КМ (рис. 12.189) предназначены для коммутации цепей с нагрузкой постоянного тока 0,0005—4 А с напряжением 0,5—30 В и цепей переменного тока 50—400 Гц от 0,0005 до 3 А с напряжением от 0,5 до 250 В.

Износостойкость кнопок не менее 10 000 циклов переключений. Циклом переключения считают перемещение кнопки из положения «Выключено» в положение «Включено» и возвращение ее в положение «Выключено».

Коммутационные кнопки (рис. 12.190, табл. 12.120) предназначены для коммутации цепей постоянного и переменного токов с напряжением до 220 В, током до 4 А и коммутационной мощностью не более 250 Вт.

Износостойкость кнопок не менее 10 000 циклов переключений.

Командные кнопки предназначены для коммутации цепей постоянного и переменного токов с напряжением от 10 до 50 В и током от 0,05 до 1,5 А.

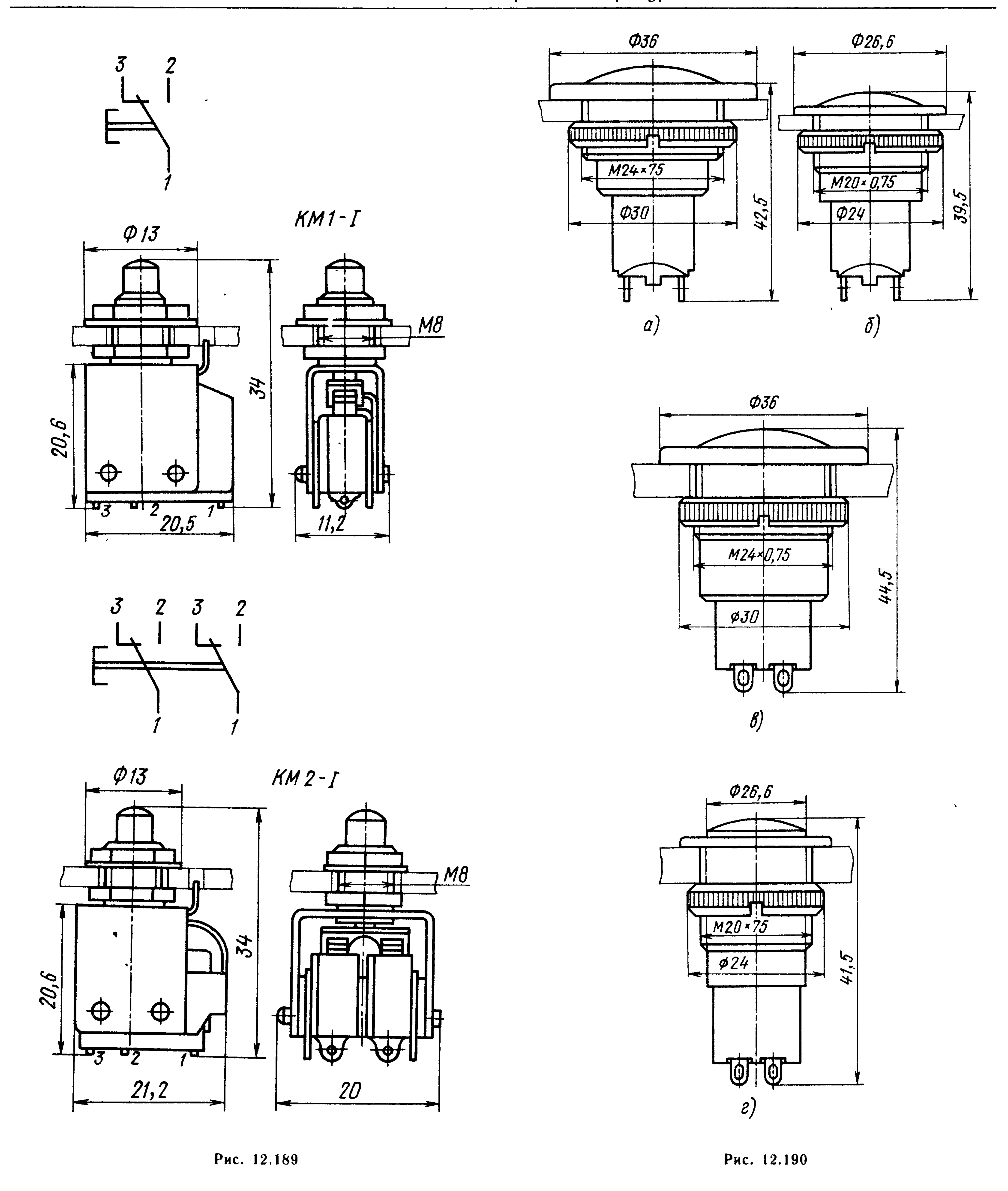


Рис. 12.189

Рис. 12.190

Конструктивные данные кнопки однополюсного включения КН-1, двухполюсного включения КН-2 и однополюсного включения — выключения КН-П приведены на рис. 12.191. Кнопка КН-2 имеет нормально разомкнутые контакты *1-2* и *3-4*, кнопка КН-П — нормально замкнутые *2-3* и нормально разомкнутые *1-4*.

Износостойкость кнопок не менее 15 000 циклов переключений.

Кнопочный замыкатель типа КЗ и кнопочный размыкатель типа КР (рис. 12.192) предназначены для коммутации цепей с нагрузкой постоянного тока 0,2—3 А с напряжением 24—127 В и переменного тока 0,2—2 А с напряжением 24—220 В. Коммутационная мощность не более 440 Вт.

Износостойкость кнопок не менее 5000 циклов переключений.

Таблица 12.120. **Кнопки**

Наименование	Номер паспорта	Наличие протектора	Цвет кнопки или протектора	Номер рисунка	Электрическая схема
Кнопка однополюсного включения	НАЗ.604.006	С протектором	Черный	12.190а	
	НАЗ.604.007		Красный		
	НАЗ.604.014	Без протектора	Черный	12.190б	
	НАЗ.604.015		Красный		
Кнопка однополюсного выключения	НАЗ.604 008	С протектором	Черный	12.190а	
	НАЗ.604.009		Красный		
	НАЗ.604.016	Без протектора	Черный	12 190б	
	НАЗ.604.017		Красный		
Кнопка однополюсного выключения-включения	НАЗ.604.010		Черный		
	НАЗ.604.011	С протектором	Красный	12.190в	
Кнопка двухполюсного включения	НАЗ.604.012		Черный		
	НАЗ.604.013		Красный		
Кнопка однополюсного выключения-включения	НАЗ.604.018				
	НАЗ.604.019	Без протектора	Красный		
Кнопка двухполюсного включения	НАЗ.604.020		Черный		
	НАЗ.604.021		Красный		

КН-2, КН-П
Ф34
М24×1
45

КН-1
Ф34
М24
40

Рис. 12.191

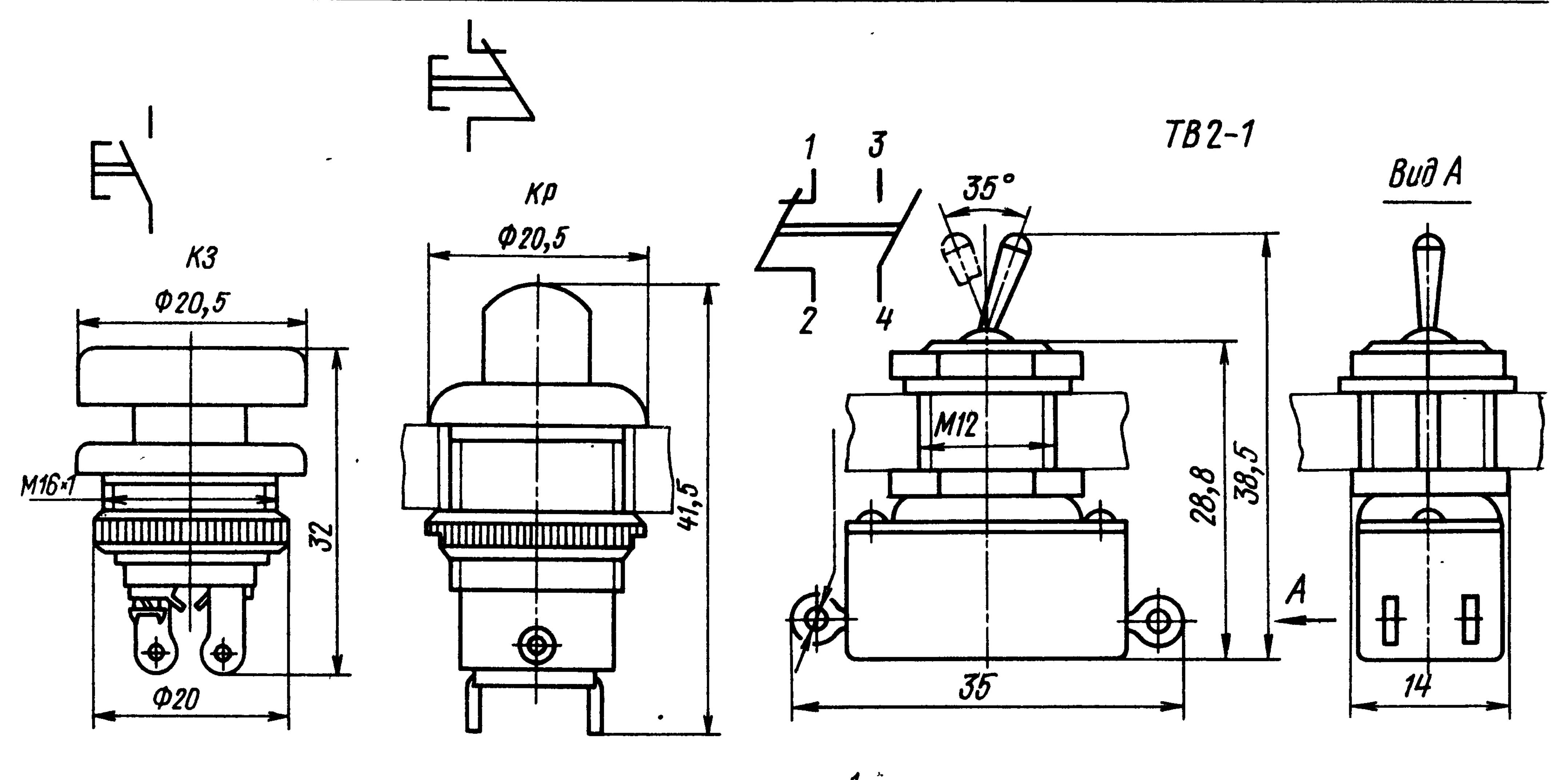


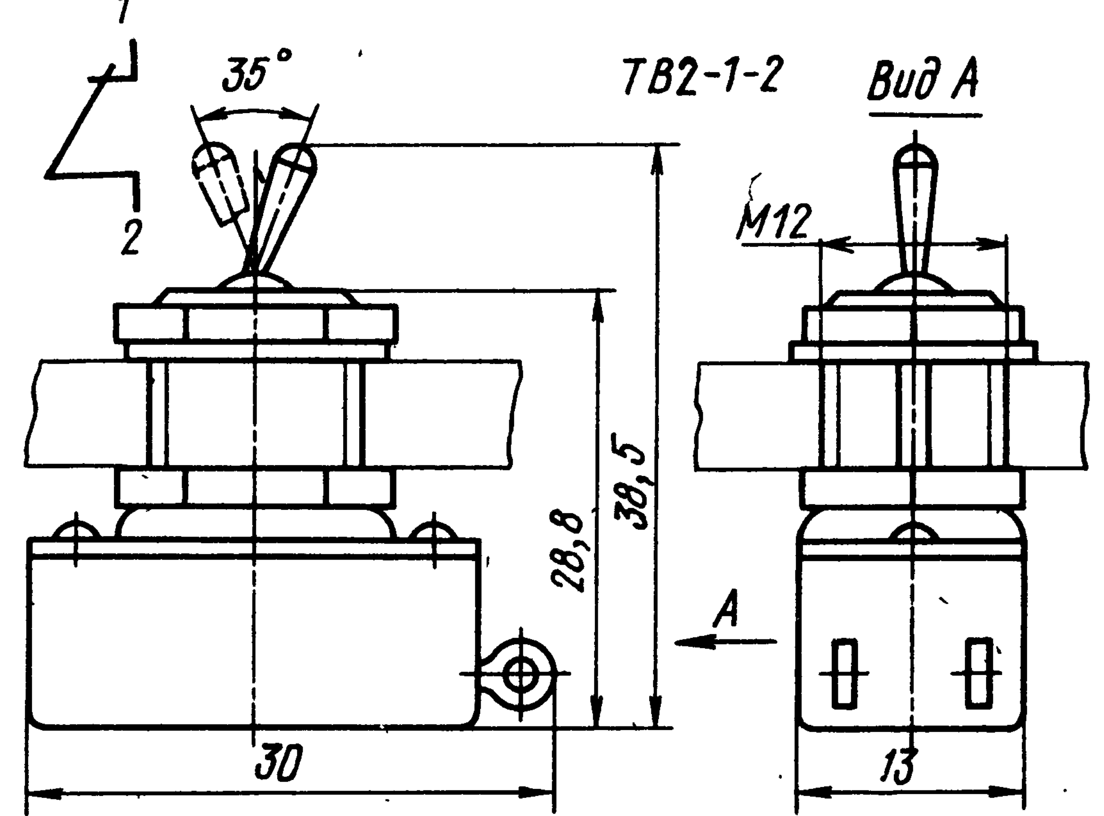
Рис. 12.192

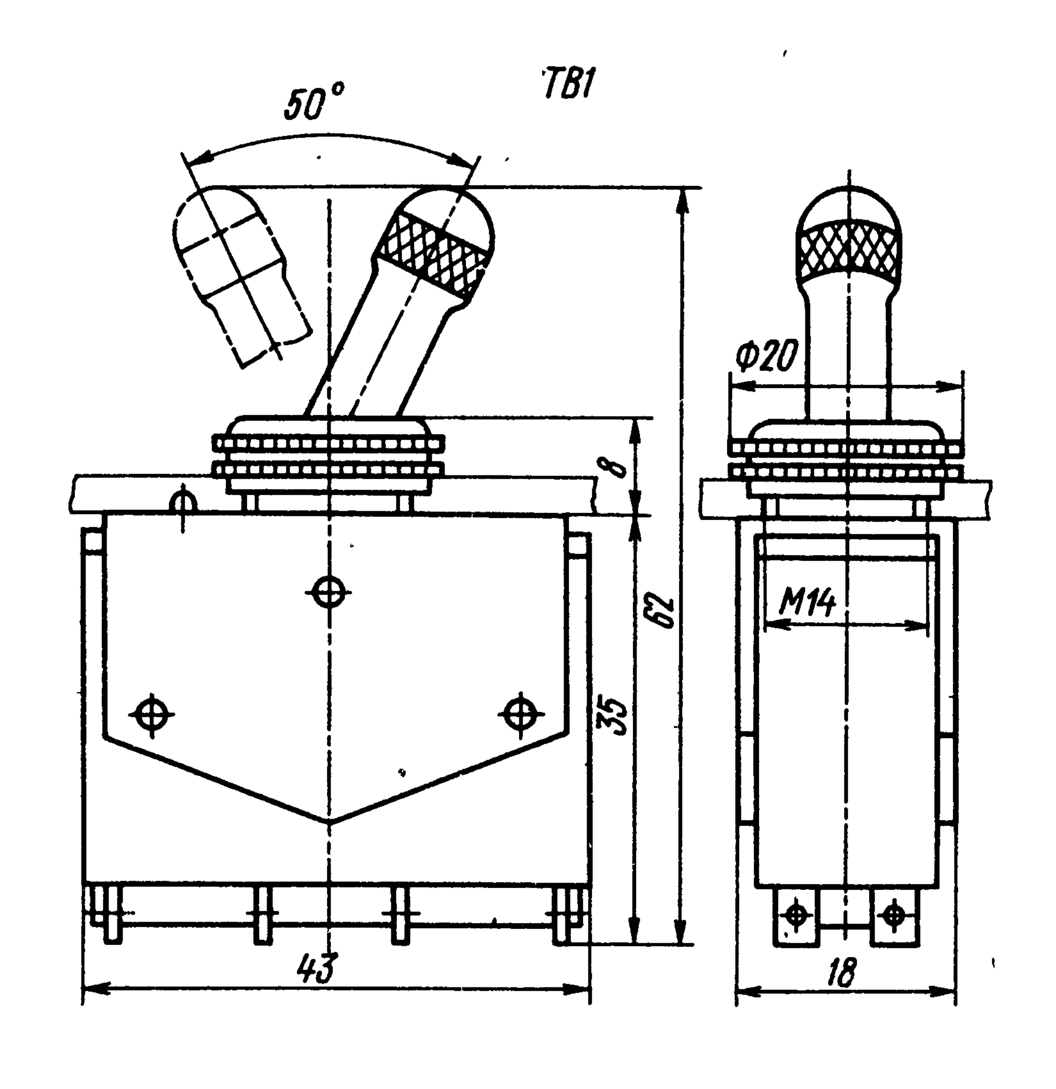
Переключатели типа «Тумблер» и микротумблеры

Переключатели типа «Тумблер» (рис. 12.193) предназначены для коммутации цепей постоянного и переменного токов.

Тумблер ТВ1-1 однополюсный, имеет нормально разомкнутые контакты *3-4* и нормально замкнутые *1 - 2*. Тумблер ТВ1-2 двухполюсный имеет нормально замкнутые контакты *1-2* и *3-4* и нормально разомкнутые *5-6* и *7-8*. Тумблер ТВ1-4 четырехполюсный, имеет нормально замкнутые контакты *1-2, 3-4, 5-6, 7-8*.

Допустимые электрические нагрузки: для тумблеров ТВ1 рабочее напряжение 1,6—220 В, ток





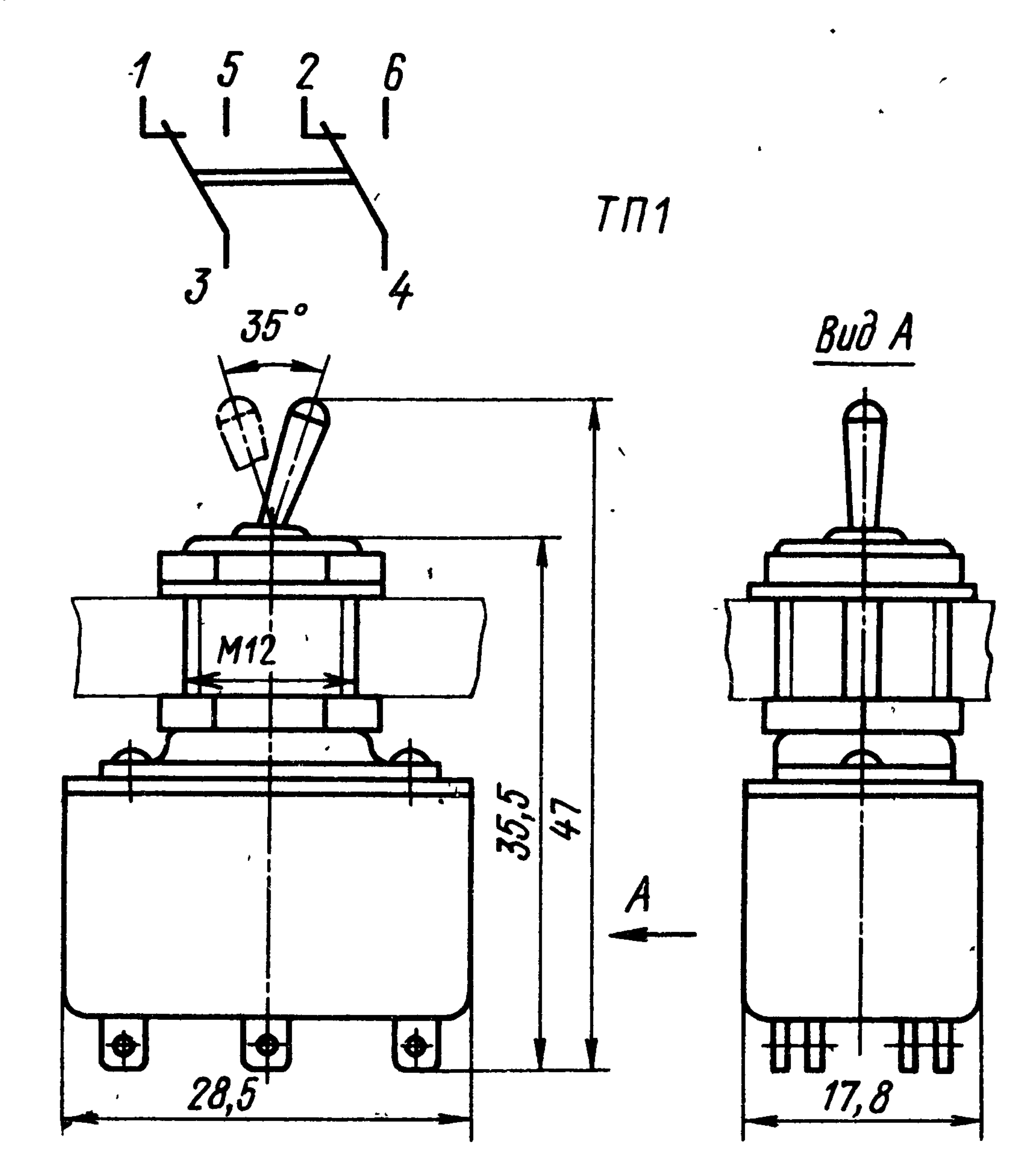


Рис. 12.193

0,001—5 А, коммутационная мощность 250 Вт; для тумблеров ТВ2 соответственно 1,6—220 В, 0,001—1 А, 120 Вт, для тумблеров ТП1 1,6—220 В, 0,001—2 А, 220 Вт.

Износостойкость тумблеров не менее 10 000 циклов переключений.

Переключатели и выключатели типа «Тумблер» (рис. 12.194) предназначены для коммутации цепей постоянного и переменного токов 0,2—3 А с напряжением 127—220 В и коммутационной мощностью от 25 до 600 Вт на каждую контактную пару.

Износостойкость тумблеров не менее 10 000 циклов переключений.

Микротумблеры типа МТ (рис. 12.195) предназначены для коммутации цепей постоянного тока 0,0005—4 А с напряжением 0,5—30 В и переменного тока 0,0005—3 А с напряжением 0,5—250 В.

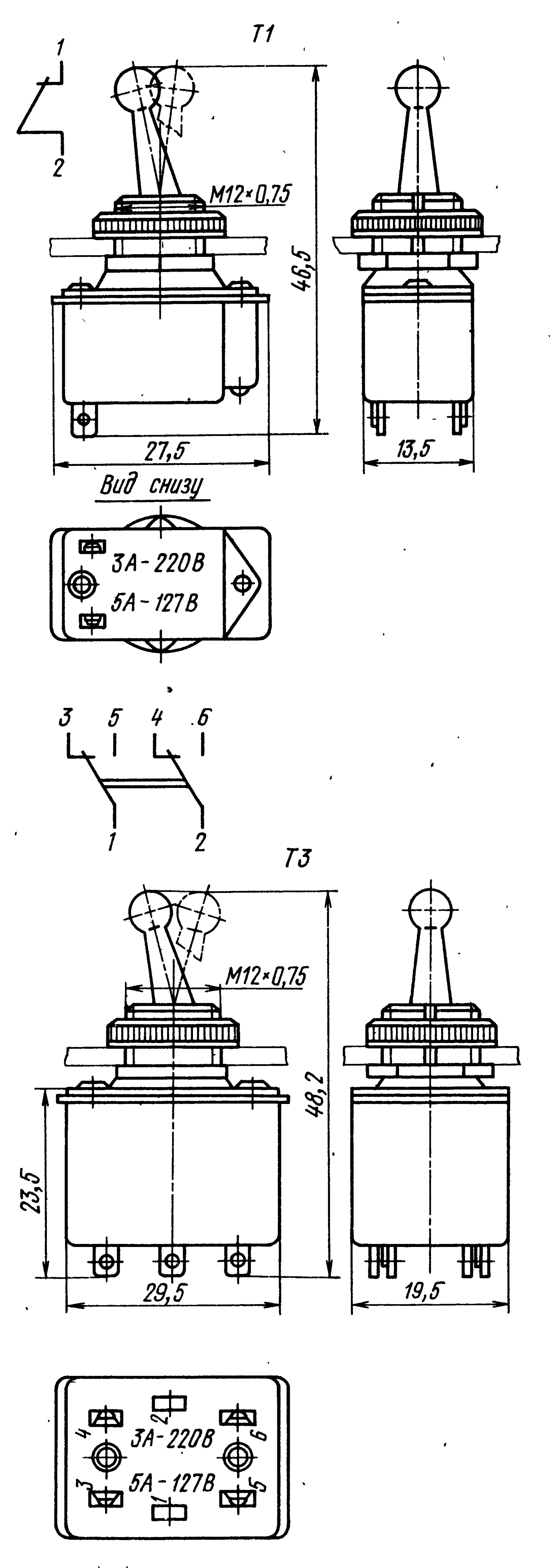


Рис. 12.194

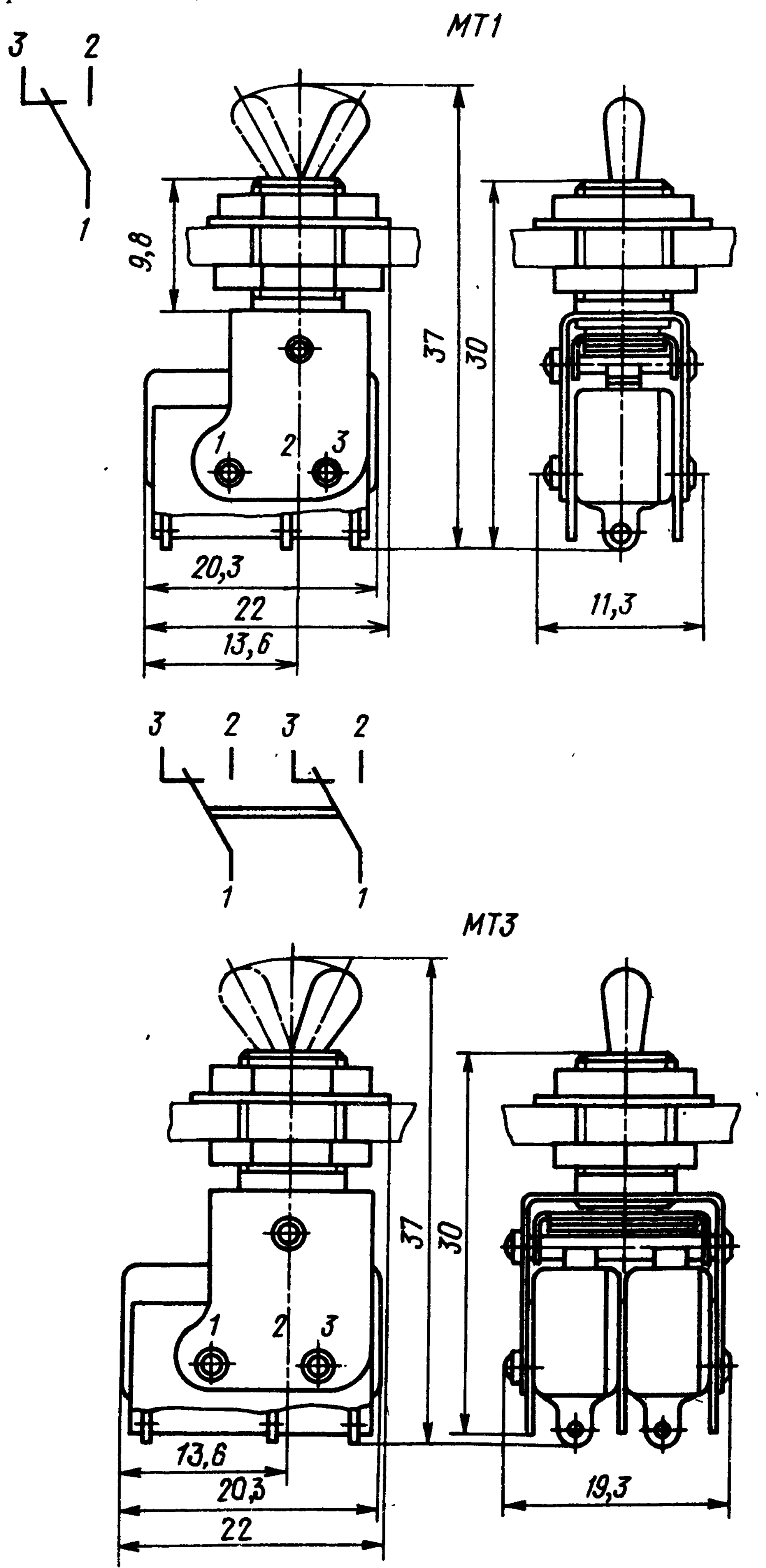


Рис. 12.195

Износостойкость микротумблеров под активной нагрузкой 10 000 циклов переключений, индуктивной ($\tau \leqslant 0{,}015$ с или $\cos\varphi \geqslant 0{,}5$) — 5000 циклов переключений.

Малогабаритные реле постоянного тока

Реле РЭС10 (рис. 12.196, табл. 12.121). Предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 6—30 В и током 0,1—2 А и переменного тока (50—1000 Гц) с напряжением 6—115 В и током 0,1—0,5 А.

Реле выпускают в двух исполнениях: завальцованное и пылебрызгозащитное. Реле с номерами паспортов РС4.524.300, РС4.524.305, РС4.524.308 имеют одну контактную группу на замыкание (контакты *3* и *5*), реле с другими номерами паспортов имеют одну контактную группу на переключение.

Время срабатывания реле 5—8 мс, время отпускания 2,5—4,5 мс. Износостойкость в зависимости от мощности активной нагрузки от 10^4 до 10^6 циклов переключений.

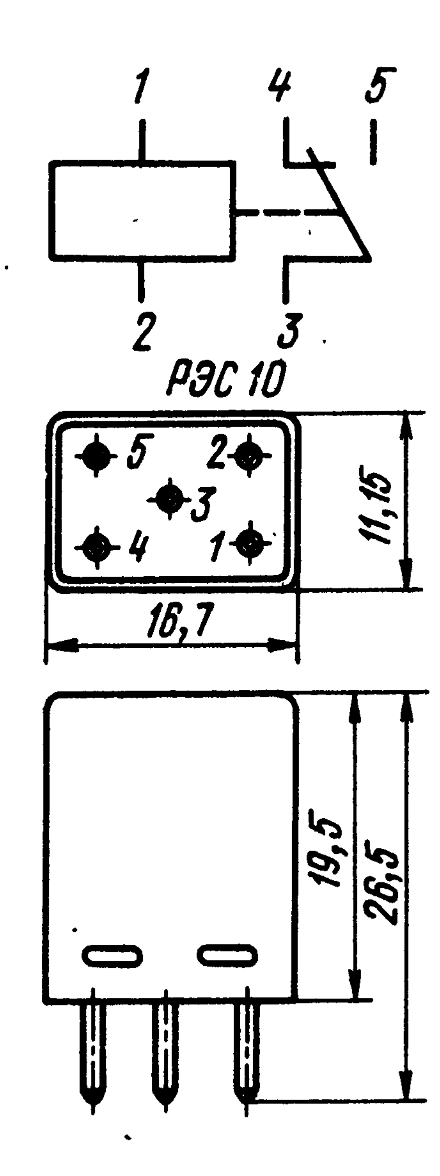


Рис. 12.196

Таблица 12.121. **Характеристики малогабаритных реле постоянного тока**

Тип	Номер паспорта	Сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА			Рабочее напряжение, В
			срабатывания, не более	отпускания, не менее	рабочий	
РЭС10	РС4.524.300	3825—5175	6	0,8	7—12	—
	РС4.524.305	1360—1840	10	1,3	12—18	—
	РС4.524.308	108—132	35	5	—	7—15
	РС4.524.301	3825—5175	8	1,1	9,5—12	—
	РС4.524.302	536—724	22	3	—	24—36
	РС4.524.303	108—132	50	7	—	9—15
	РС4.524.304	40—50	80	11	—	5,5—10
	РС4.524.317	19—23	125	15	—	—
РЭС15	РС4.591.001	1870—2530	8,5	2	11—13	—
	РС4.591.002	136—184	30	7	39—46	—
	РС4.591.003	280—380	21	7	27—33	—
	РС4.591.004	612—828	14,5	3,5	19—22	—
	РС4.591.005	32,4—39,6	60	14	73—85	—
	РС4.591.006	425—575	17	4	24—33	—
	РС4.591.007	1020—1380	11,4	3	19—24	—
РЭС34	РС4.524.371	3360—5040	8	1,2	9,5—10,5	—
	РС4.524.372	535—725	21	3,2	—	24—30
	РС4.524.373	102—138	47	7	—	7—13
	РС4.524.374	38,5—51,5	75	11,5	—	5,4—6,6
	РС4.524.380	1360—1840	13,5	2	16,0—17,5	—
РЭС22	РФ4.500.125	2380—3080	11	2	—	54—66
	РФ4.500.129	158—210	36	8	—	10,8—13,2
	РФ4.500.130	2250—3875	10,5	2,5	—	43,2—52,8
	РФ4.500.131	552—780	20	4	—	21,6—26,4
	РФ4.500.163	595—805	21	3	—	27—33
РЭС47	РФ4.500.408	585—742	23	3	—	24—30
	РФ4.500.409	157—181	42	4	—	10,8—13,2
	РФ4.500.417	585—715	21,5	2,5	—	21,5—34
	РФ4.500.419	157—181	42	4	—	10,8—16
	РФ4,500.421	38—44	86	12	—	5,5—8

Окончание табл. 12.121

Тип	Номер паспорта	Сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА			Рабочее напряжение, В
			срабатывания, не более	отпускания, не менее	рабочий	
РЭС48	РС4.590.201 РС4.590.202 РС4.590.203 РС4.590.204 РС4.590.205 РС4.590.206 РС4.590.207	540—660 340—460 298—367 37,5—46,5 6400—9600 1130—1430 540—660	23 52 30 79,5 7,2 15,2 24,8	3 6,8 4 10,4 0,94 2 2		20—30 10—18 16,2—19,8 5—9 90—110 38—55 24,3—29,7
РЭС49	РС4,569.000 РС4.569.423 РС4.569.424	1330—2185 1580—2185 640—960	8,3 8 12	0,8 1,6 2,2		24—30 22—36 16—20
РЭС54	ХП4.500.010 ХП4.500.011	3400—4600 3400—4600	3 3,6	0,3 0,4		22—32 24—33
РЭС59	ХП4.500.020 ХП4.500.021	1700—2300 110—150	2,4 11	0,4 1,4		9—11 2,1—2,7
РЭС60	РС4.569.436 РС4.569.437 РС4.569.438 РС4.569.439 РС4.569.440	1445—1955 675—925 230—310 55—61 32,4—39,6	8,4 12,4 22,5 51 60	1,8 2,6 4,8 11 13		23—34 16—20 10—16 5—8 3,5—4,5

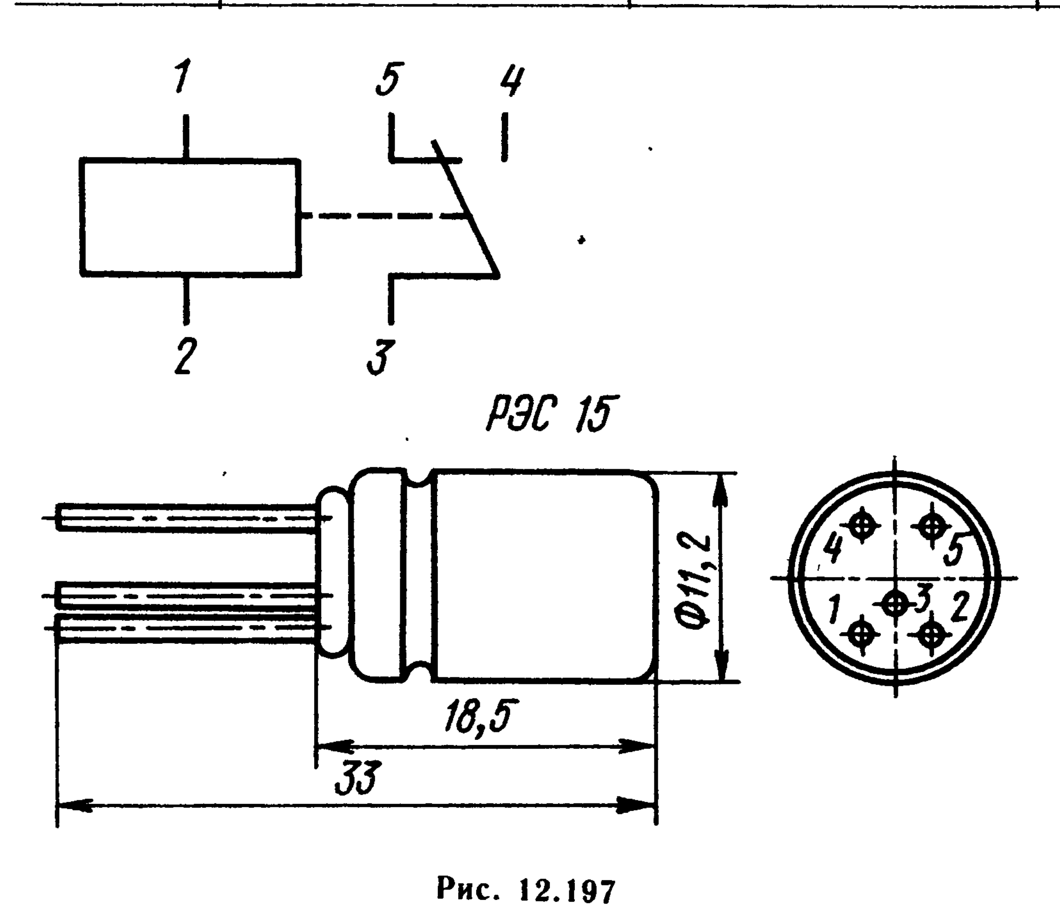


Рис. 12.197

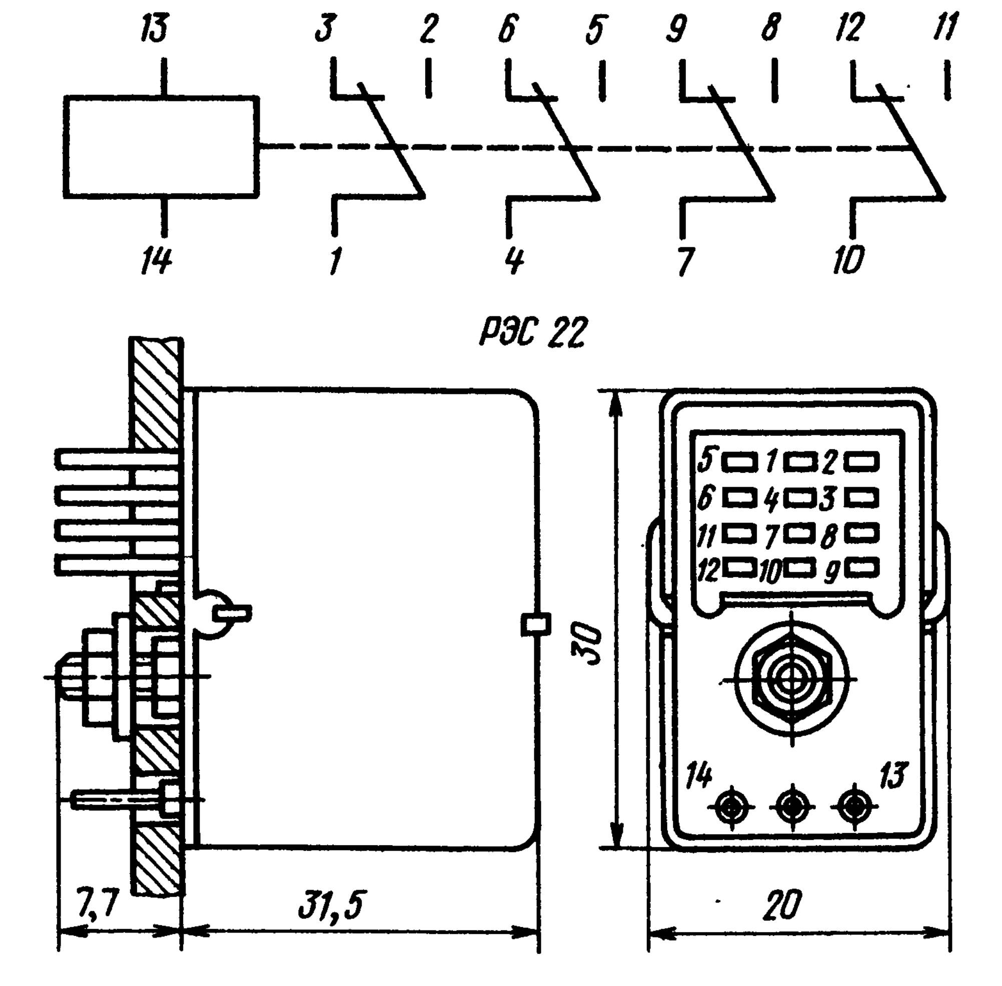


Рис. 12.198

Реле РЭС15 (рис. 12.197, табл. 12.121). Пылебрызгозащищенное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 6—30 В и током 0,1—0,2 А и переменного тока (50—400 Гц) с напряжением 30—127 В и током 0,01—0,13 А.

Время срабатывания реле не более 8 мс, время отпускания не более 5 мс. Износостойкость реле при активной нагрузке не менее 100 000 циклов переключений.

Реле РЭС22 (рис. 12.198, табл. 12.121). Электромагнитное зачехленное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 6—300 В и током 0,03—2 А и переменного тока (50—1000 Гц) с напряжением 6—220 В и током 0,05—5 А.

Время срабатывания реле не менее 15 мс, время отпускания не более 8 мс. Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от 10^4 до 10^6 циклов переключений.

Реле РЭС34 (рис. 12.199, табл. 12.121). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 6—34 В и силой тока 0,01—2 А и переменного тока (50—1000 Гц) с напряжением 6—115 и током 0,2—0,5 А.

Время срабатывания реле 6—8 мс, время отпускания 2,5—4,5 мс. Износостойкость в зависи-

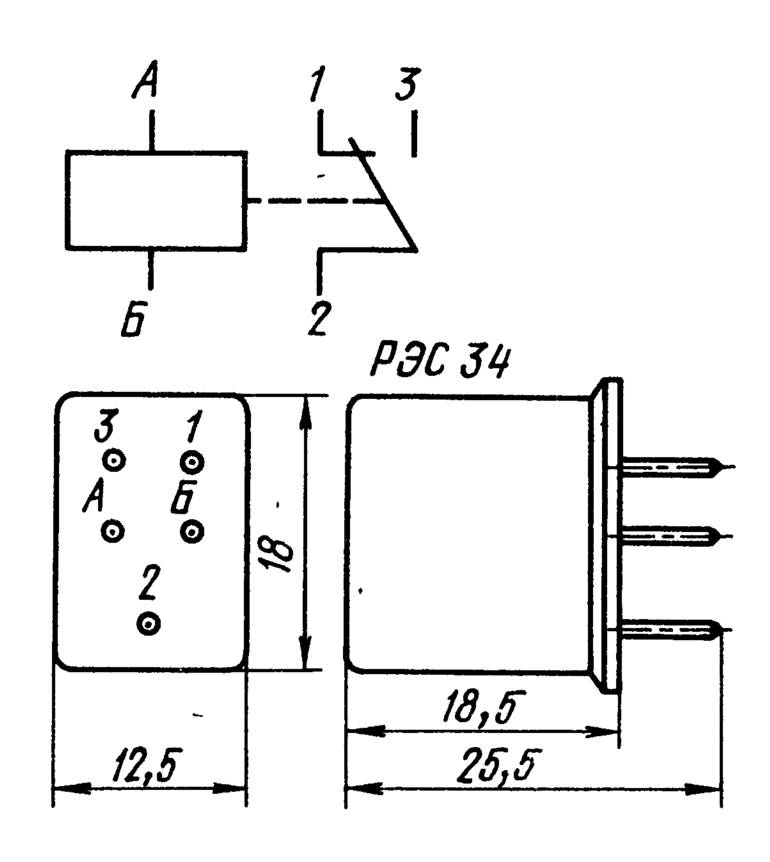


Рис. 12.199

мости от мощности активной нагрузки от 10^4 до 10^5 циклов переключений.

Реле РЭС47 (рис. 12.200, табл. 12.121). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 5—34 В и током 0,01—3 А и переменного тока (50—2500 Гц) с напряжением 12—115 В и током 0,05—0,3 А.

Время срабатывания реле не более 9 мс, время отпускания не более 4 мс. Износостойкость реле в зависимости от нагрузки от $2 \cdot 10^3$ до 10^5 циклов переключений.

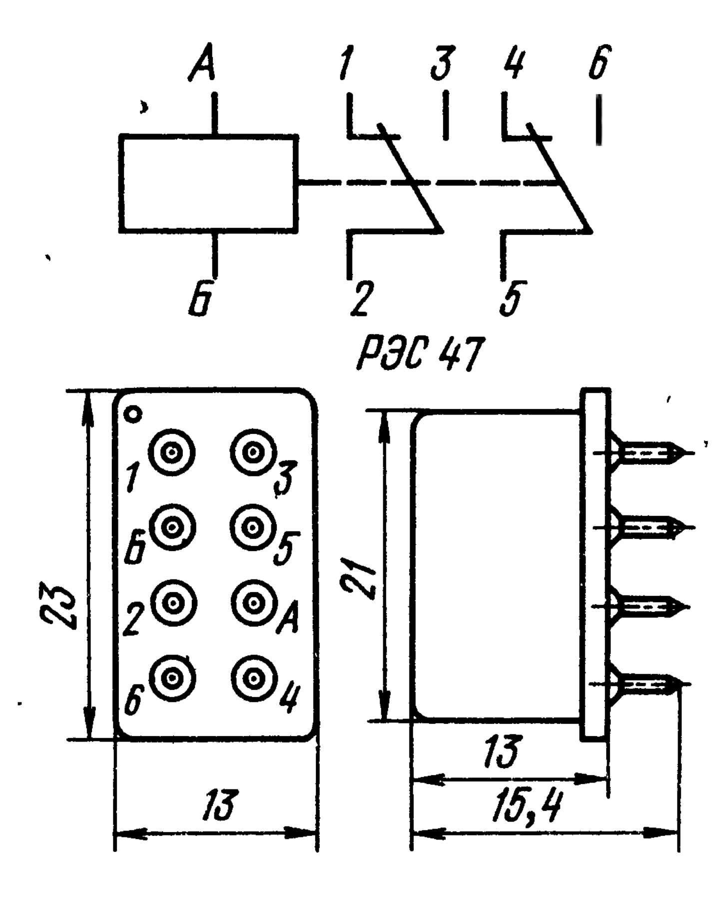


Рис. 12.200

Реле РЭС48 (рис. 12.201, табл. 12.121). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 6—220 В и током 0,1—3 А и переменного тока (50—1000 Гц) с напряжением 15—150 В и током 0,1—0,3 А.

По способу крепления различают РЭС48А — без угольников, РЭС48Б — с угольниками для крепления.

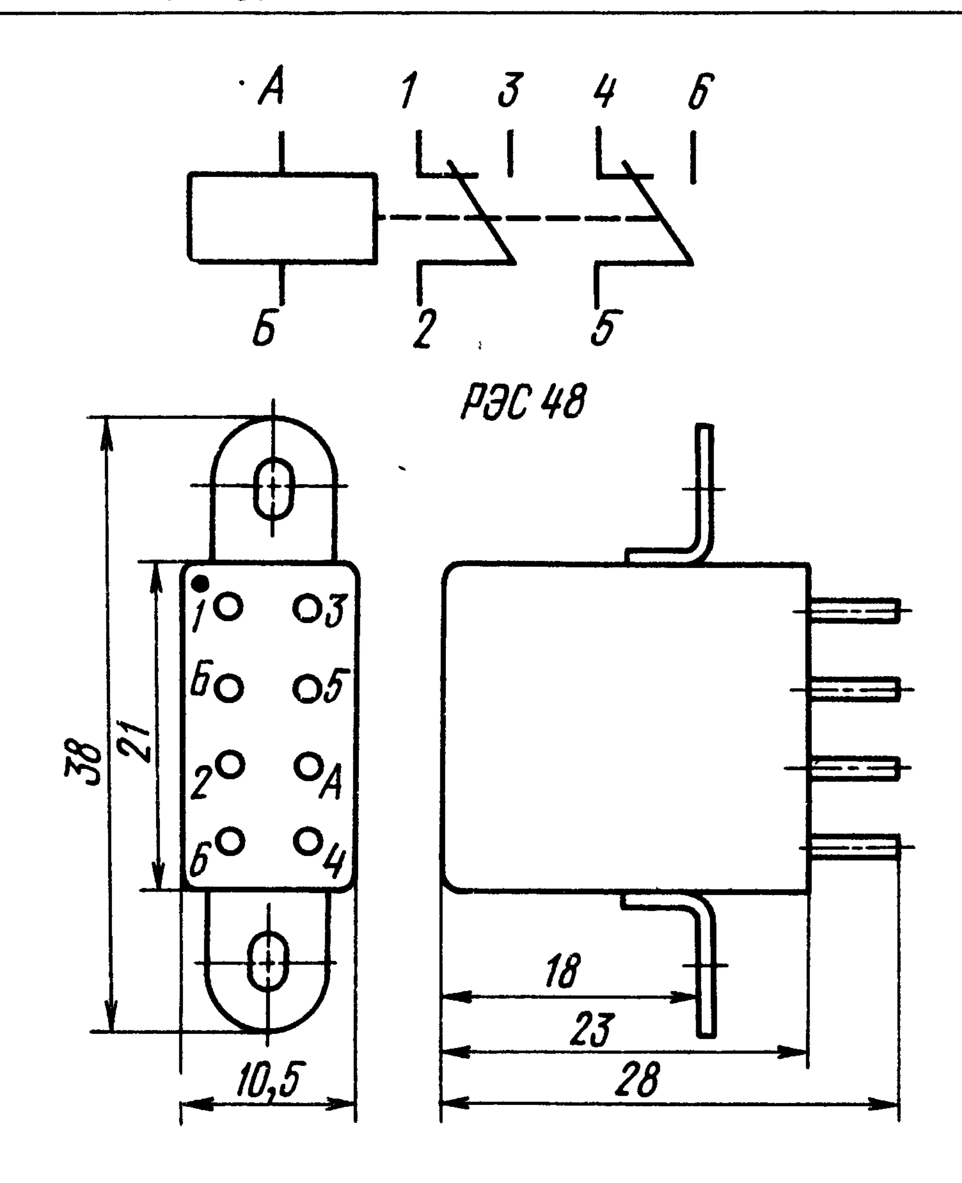


Рис. 12.201

Время срабатывания реле не более 10 мс, время отпускания не более 5 мс. Износостойкость при активной нагрузке не менее 100 000 циклов переключений.

Реле РЭС49 (рис. 12.202, таб. 12.121). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 6—150 В и током 0,001—1 А.

Время срабатывания реле не более 3 мс, время отпускания не более 2 мс. Износостойкость при активной нагрузке не менее 100 000 циклов переключений.

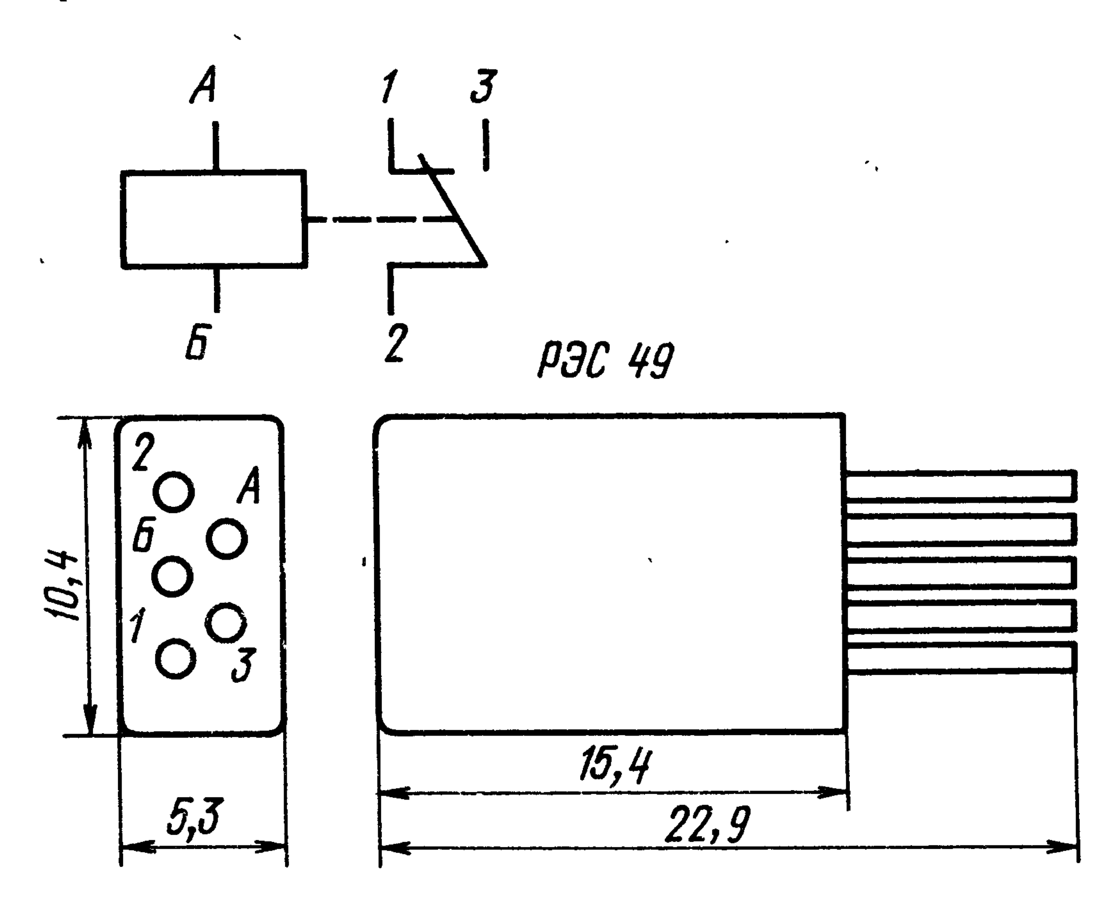


Рис. 12.202

Реле РЭС54 (рис. 12.203, табл. 12.121). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока

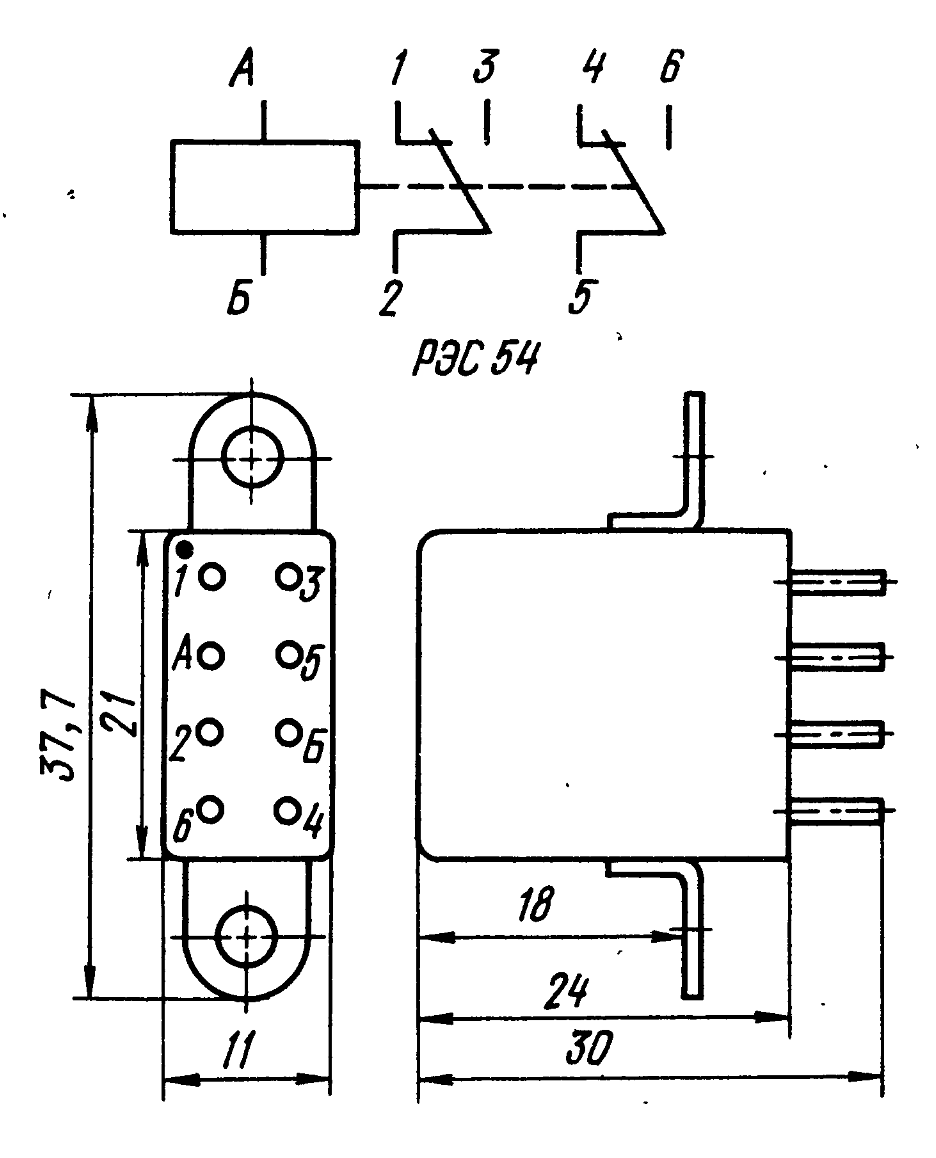


Рис. 12.203

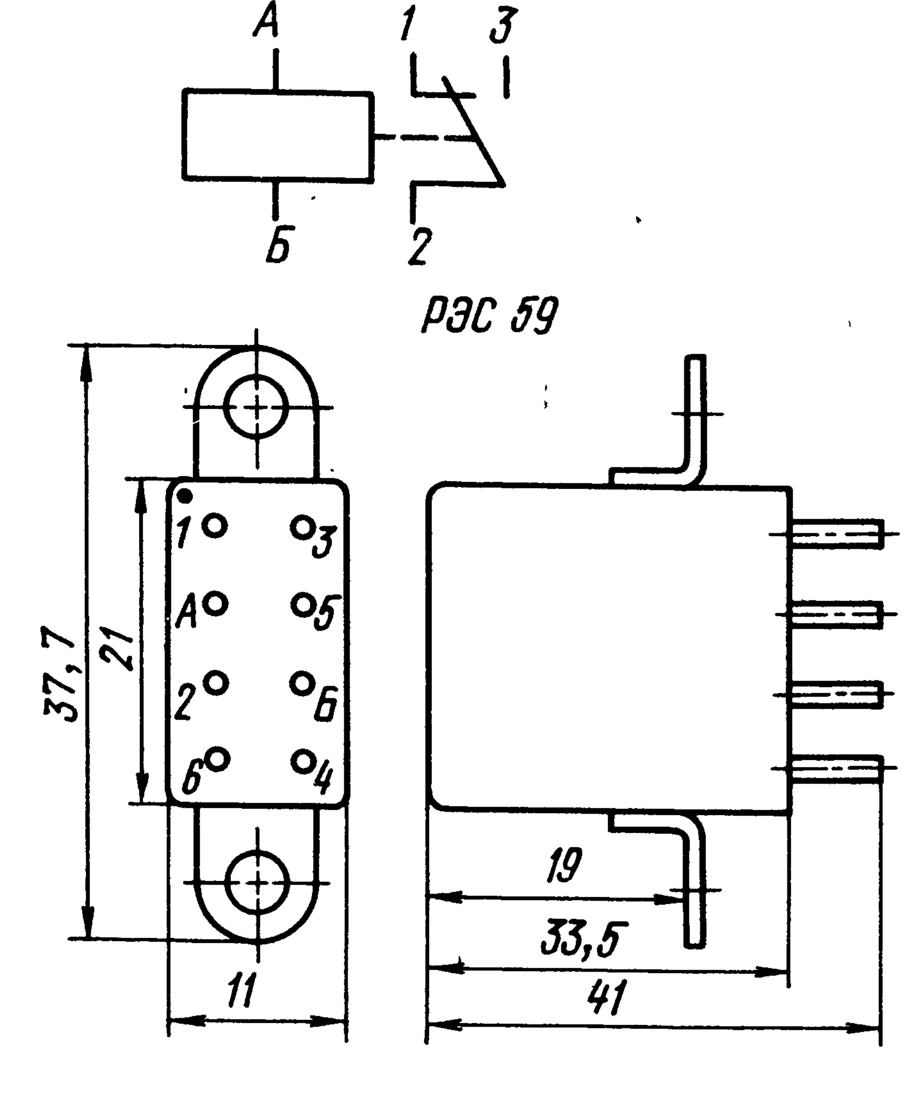


Рис. 12.204

с напряжением 6—220 В и током 0,01—2 А и переменного тока (50—1000 Гц) с напряжением 6—220 В и током 0,01—0,2 А.

По способу крепления различают РЭС54А — без угольников, РЭС54Б — с угольниками для крепления.

Реле с номером паспорта ХП4.500.010 имеет одну контактную группу на переключение (контакты *1, 2, 3*).

Время срабатывания реле не более 14 мс, время отпускания не более 8 мс. Износостойкость реле в зависимости от нагрузки от $5 \cdot 10^4$ до $2{,}5 \cdot 10^5$ циклов переключений.

Реле РЭС59 (рис. 12.204, табл. 12.121). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации цепей постоянного и переменного (50—1000 Гц) токов с напряжением 6—127 В и током 0,01—1 А.

По способу крепления различают РЭС59А — без угольников, РЭС59Б — с угольниками для крепления реле.

Реле с номером паспорта ХП4.500.020 имеет одну контактную группу на замыкание (контакты *2* и *3*), реле ХП4.500.021 — одну контактную группу на переключение (контакты *1, 2, 3*).

Время срабатывания реле не более 20 мс, время отпускания не более 12 мс. Износостойкость в зависимости от нагрузки от $5 \cdot 10^4$ до $2{,}5 \cdot 10^5$ циклов переключений.

Реле РЭС60 (рис. 12.205, табл. 12.121). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации цепей постоянного тока с напряжением 6—30 В и током 0,01—1 А и переменного тока (50—1000 Гц) с напряжением 6—120 В и током 0,01—0,15 А.

Время срабатывания реле не более 3,5 мс, время отпускания не более 1,5 мс. Износостойкость реле в зависимости от нагрузки от 10^4 до 10^5 циклов переключений.

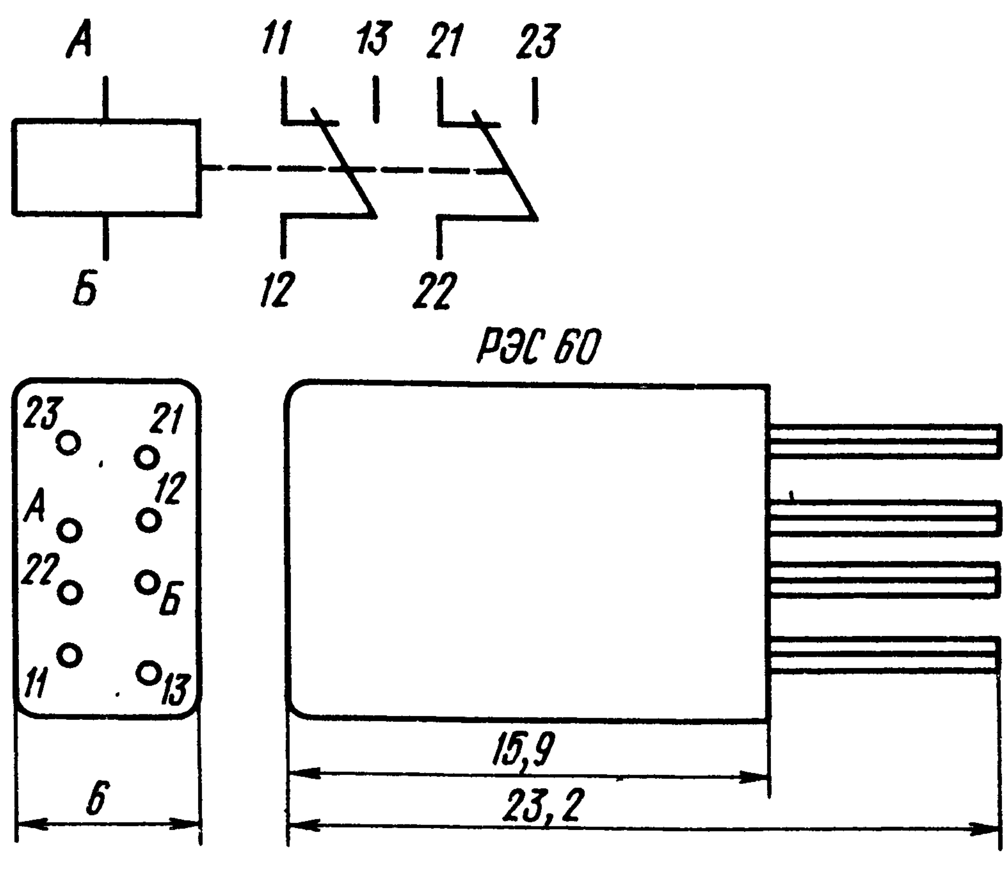


Рис. 12.205

Малогабаритные поляризованные реле

Реле РП4, РП5, РП7 (рис. 12.206, табл. 12.122). Зачехленные поляризованные реле постоянного тока с одной контактной группой на переключение предназначены для коммутации цепей постоянного тока. Реле различаются по регулировке контактных систем: РП4 — двухпозиционное нейтральное; РП5 — трехпозиционное; РП7 — двухпозиционное с преобладанием к правому контакту. По конструкции все три исполнения реле одинаковы.

Реле включается в устройство с помощью специальной переходной колодки из пластмассы

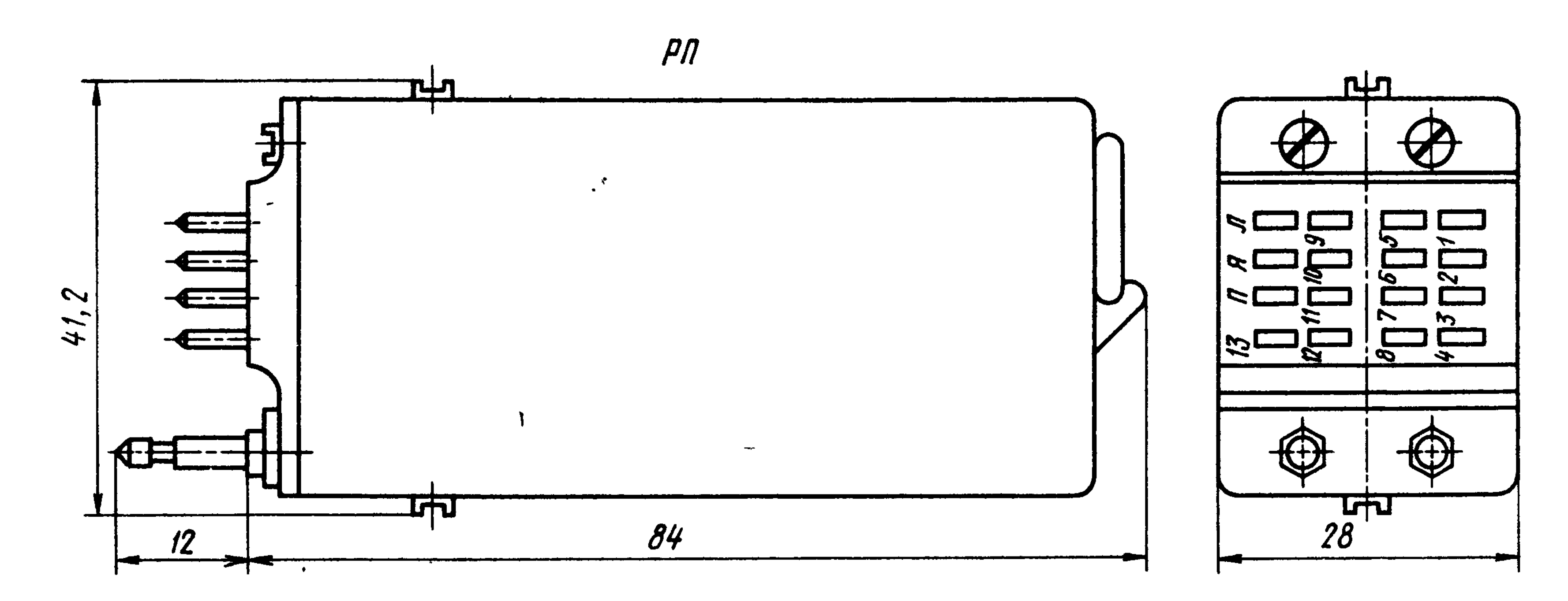


Рис. 12.206

Таблица 12.122. **Характеристики малогабаритных поляризованных реле**

Тип	Номер паспорта	Обмотка: номер	начало	конец	сопротивление, Ом	Ток, мА: срабатывания	рабочий
РП4	РС4.520.005	I	1	2	7225—9775	0,045—0,18	0,45—1,35
		II	3	4	7225—9775	0,045—0,18	
	РС4.520.006	I	1	2	3,82—5,18	2—8	19—61
		II	3	4	255—345	0,2—0,8	
	РС4.520.007	I	1	2	232—348	0,4—1,6	4—12
		II	3	4	232—348	0,4—1,6	
	РС4.520.008	I	1	2	5100—6900	0,058—0,24	0,58—1,76
		II	3	4	5100—6900	0,058—0,24	
	РС4.520.009	I	1	2	495—605	0,14—0,57	1,4—4,3
		II	3	4	14—17	1,35—5,4	
	РС4.520.010	I	1	2	4080—5520	0,058—0,24	0,58—1,76
		II	3	4	4080—5520	0,058—0,24	
	РС4.520.011	I	1	2	2295—3105	0,07—0,26	0,66—1,76
		II	3	4	4250—5750	0,07—0,26	
		III	6	5	391—529	0,95—3,48	
	РС4.520.012	I	1	2	425—575	0,17—0,67	1,6—5,0
		II	3	4	705—955	0,17—0,67	
		III	6	5	3145—4255	0,15—0,57	
РП5	РС4.522.003	I	1	2	1020—1380	0,083—0,33	0,65—1,66
	РС4.522.004	I	1	2	47—63	1—4	8—20
	РС.522.012	I	1	4	3570—4830	0,059—0,24	0,48—1,2
	РС4.522.013	I	1	10	8925—12075	0,029—0,12	0,24—0,6
	РС4.522.015	I	1	4	3400—4600	0,059—0,21	0,43—1,05
	РС4.522.016	I	1	10	8075—10925	0,029—0,12	0,24—0,6
	РС4.522.000	I	1	2	1040—1560	0,10—0,40	0,8—2,0
		II	3	4	880—1320	0,20—0,80	—
	РС4.522.008	I	1	2	850—1150	0,17—0,67	1,4—3,4
		II	3	4	850—1150	0,17—0,67	—
	РС4.522.010	I	1	2	170—230	0,22—0,87	1,8—4,4
		II	3	4	2295—3105	1—4	—
	РС4.522.018	I	1	2	4080—5520	0,06—0,24	0,48—1,20
		II	3	4	4080—5520	0,06—0,24	—
	РС4.522.019	I	1	2	440—660	0,17—0,67	1,4—3,4
		II	3	4	440—660	0,17—0,67	—

Тип	Номер паспорта	Обмотка: номер	начало	конец	сопротивление, Ом	Ток, мА: срабатывания	отпускания	рабочий
РП7	РС4.521.001	I	1	5	5950—8050	0,15—0,25	0,08—0,11	0,46—0,88
	РС4.521.003	I	1	5	5950—8050	0,17—0,43	0,05—0,22	0,86—1,30
	РС4.521.006	I	1	5	5355—7245	0,15—0,25	0,08—0,12	0,45—0,69
	РС4.521.007	I	1	5	5355—7245	0,15—0,39	0,05—0,39	0,77—1,17
	РС4.521.004	I	1	2	7225—9775	0,18—0,45	—	0,85—1,35
		II	3	4	7225—9775	0,18—0,45	—	—
	РС4.521.008	I	1	2	4080—5520	0,24—0,59	—	1,17—1,77
		II	3	4	4080—5520	0,24—0,59	—	—
	РС4.521.010	I	1	2	510—690	1,0—2,5	0,30—1,25	5,0—7,5
		II	3	4	6630—8970	0,16—0,40	0,05—0,20	—
	РС4.521.011	I	1	2	620—840	0,45—1,14	0,13—0,57	2,28—3,42
		II	3	4	510—690	0,95—2,40	0,28—1,20	—
	РС4.521.012	I	1	2	595—805	0,90—2,18	0,25—1,10	4,36—6,54
		II	3	4	3020—5880	0,23—0,55	0,05—0,27	—
	РС4.521.005	I	1	2	3145—4255	0,22—0,55	0,06—0,28	1,11—1,65
		II	3	4	400—540	1,0—2,5	0,30—1,25	—
		III	6	5	120—160	4,0—10,0	1,2—5,0	—

Окончание табл. 12.122

Тип	Номер паспорта	Обмотка				Ток, мА		
		номер	начало	конец	сопротивление, Ом	срабатывания	отпускания	рабочий
РПС4	РС4.520.350	I	1	2	5200—7800	0,05—0,26	—	0,84—1,56
		II	3	4	5200—7800	0,05—0,26	—	0,84—1,56
РПС5	РС4.522.304	I	1	2	1,7—2,3	0,75—6,90	0,45	30—56
	РС4.522.314	I	1	2	425—575	0,05—0,45	0,03	1,9—2,6
	РС4.522.317	I	1	2	578—782	0,05—0,40	0,02	1,75—3,25
	РС4.522.318	I	1	2	544—816	0,20—1,05	0,05	5,25—9,75
	РС4.522.302	I	!	2	5200—7800	0,02—0,20	0,01	0,84—1,56
		II	3	4	5200—7800	0,02—0,20	0,01	0,84—1,56
	РС4.522.303	I	1	2	160—240	0,10—0,90	0,05	3,8—7,0
		II	3	4	2080—3120	0,45—4,0	0,22	17,5—32,5
	РС4.522.307	I	1	2	5200—7800	0,06—0,27	0,04	1,47—2,73
		II	3	4	5200—7800	0,06—0,27	0,04	1,47—2,73
	РС4.522.308	I	1	2	1200—1800	0,05—0,54	0,02	1,7—3,1
		II	3	4	1200—1800	0,05—0,54	0,02	1,7—3,1
РПС7	РС4.521.351	I	2	1	5200—7800	0,09—0,64	0,27	0,84—1,56
		II	4	3	5200—7800	0,09—0,64	0,27	0,84—1,56
	РС4.521.352	I	2	1	6400—9600	0,06—0,45	0,25	0,57—1,07
		II	4	3	2160—3240	0,24—1,87	0,10	2,4—4,4
	РС4.521.355	I	2	1	1600—2400	0,14—1,05	0,05	1,3—2,5
		II	4	3	2160—3240	0,25—1,87	0,10	2,4—4,4

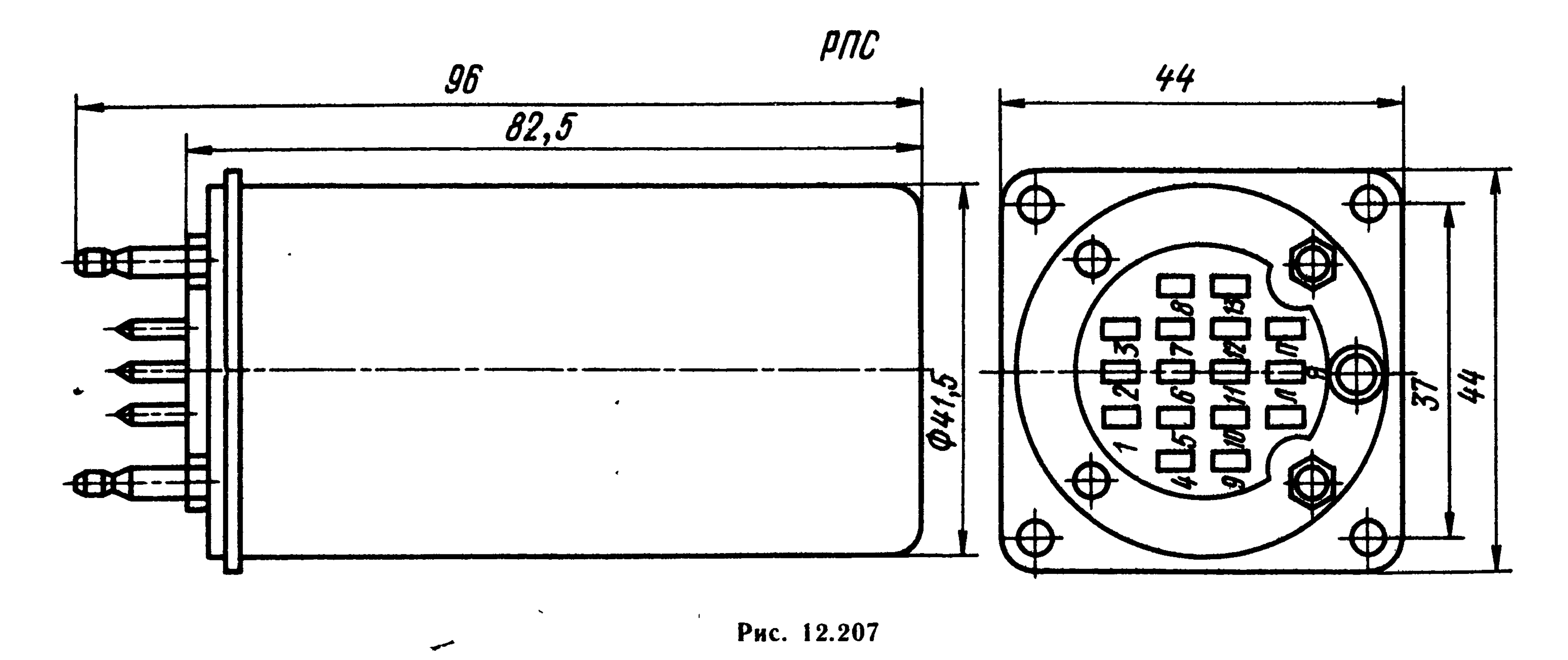


Рис. 12.207

с 16 гнездами. Такая конструкция позволяет быстро заменить реле, а в случае необходимости подрегулировать и очистить контакты.

Износостойкость реле (с подрегулировкой через 10^6 срабатываний) при активной нагрузке и максимальном токе через контакты 0,2 А при напряжении на разомкнутых контактах 24 ± 2 В составляет не менее 10^7 циклов переключений.

Реле РПС4, РПС5, РПС7 (рис. 12.207, табл. 12.122). Зачехленные поляризованные реле с одной контактной группой на переключение предназначены для коммутации цепей постоянного тока.

Реле различаются по регулировке контактных систем: РПС4 — двухпозиционное нейтральное; РПС5 — трехпозиционное; РПС7 — двухпозиционное с преобладанием к правому контакту.

По конструкции все три исполнения реле одинаковые.

Реле включаются в цепь с помощью специальной переходной колодки.

Износостойкость реле при активной нагрузке и токе через контакты 0,01—0,3 А, при напряжении на разомкнутых контактах 6—36 В составляет не менее 10^5 циклов переключений.

Особенности применения поляризованных реле. При включении реле РП4, РП5, РП7 в аппаратуру необходимо учитывать, что чувствительность реле в значительной степени изменяется от воздействия близко расположенных ферромагнитных тел, постоянных магнитов, переменного магнитного поля и от взаимного влияния реле.

Поляризованные реле РПС4, РПС5, РПС7 имеют магнитный экран, являющийся одновременно кожухом, который защищает реле от воздействия внешних магнитных полей и от взаимного влияния.

Для снижения влияния износа контактов на изменение чувствительности реле следует соединять якорь с положительным, а левый и правый контакты — с отрицательным полюсом источника тока.

Реле РП4 при изготовлении специально настраивается на отсутствие вибрации («дребезга») контактов в диапазоне возбуждения обмотки рабочим током. В процессе эксплуатации реле дребезг контактов может появиться в результате стирания трущихся поверхностей контактных пружин якоря, а также в результате износа контактов. Устранить дребезг контактов в этом случае можно, прочистив тонким металлическим щупом или листком плотной бумаги места соприкосновения пружин контактного якорного язычка и очистив поверхность контактов тонким закаленным щупом с шероховатой поверхностью. Дребезг контактов появляется также при малых или больших возбуждающих токах в обмотке.

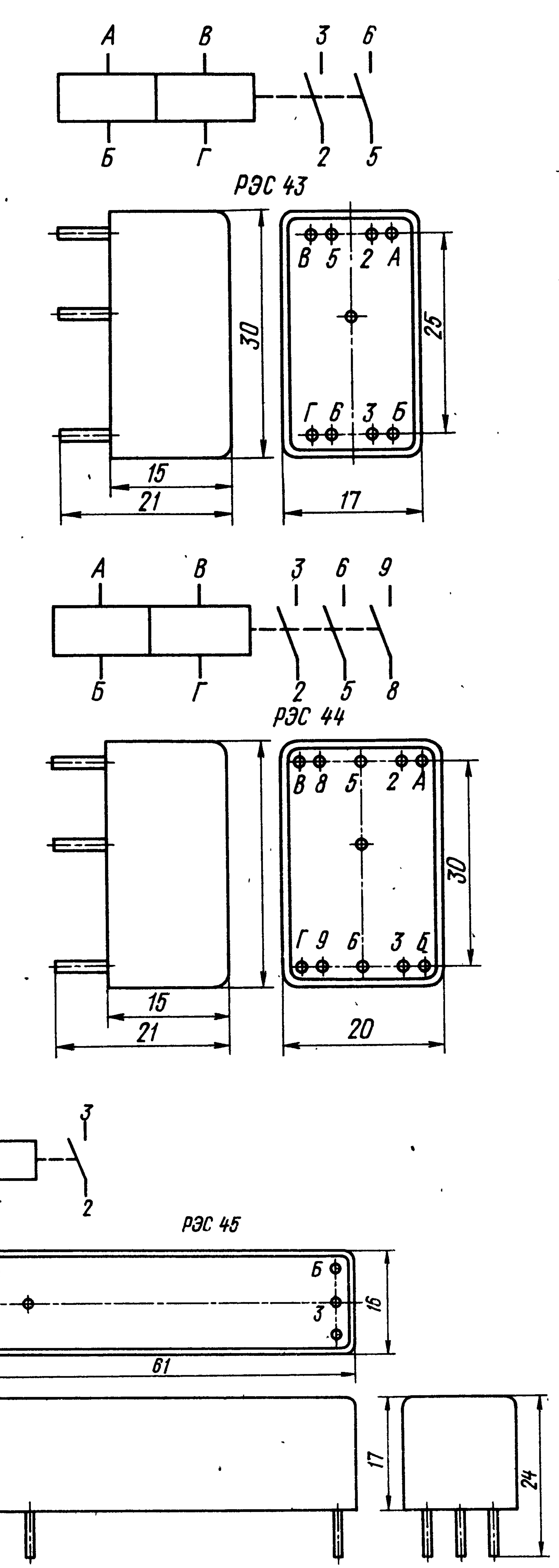
Реле РП5, РП7, а также реле РПС4, РПС5, РПС7 при изготовлении на отсутствие дребезга контактов не настраиваются.

Последовательное включение нескольких обмоток поляризованных реле нежелательно, т. к. приводит к снижению надежности работы и к увеличению мощности срабатывания реле.

Рабочее положение реле в пространстве — любое.

Реле с магнитоуправляемыми контактами

Электромагнитные реле постоянного тока с магнитоуправляемыми контактами типа РЭС42, РЭС43, РЭС44, РЭС45, РЭС46, РЭС55 (рис. 12.208, табл. 12.123) предназначены для коммутации цепей постоянного и переменного токов. Реле РЭС42 имеет один, РЭС43 — два, РЭС44 — три замыкающих, герметичных магнитоуправляемых контакта КЭМ2; реле РЭС45 имеет один, а РЭС46 — два замыкающих, герметичных магнитоуправляемых контакта КЭМ1; реле РЭС55 имеет один переключающий герметичный магнитоуправляемый контакт КЭМ3.



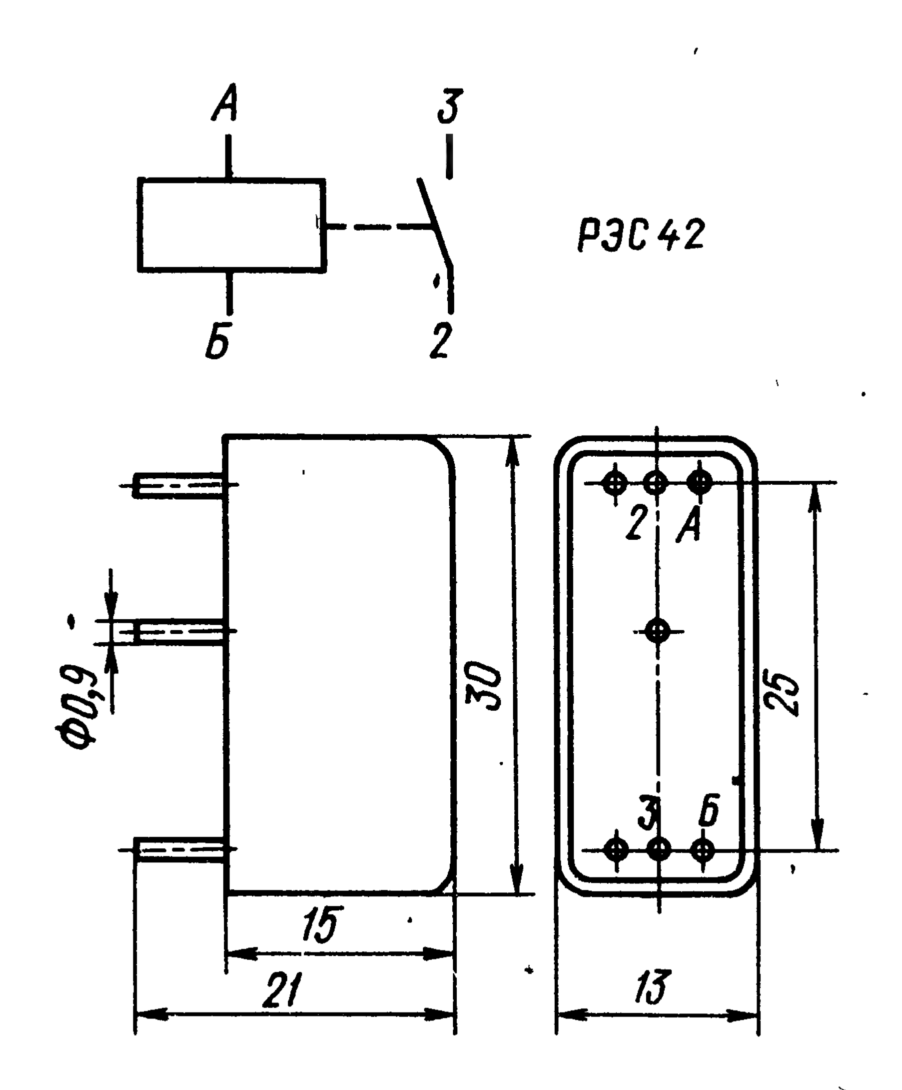


Рис. 12.208

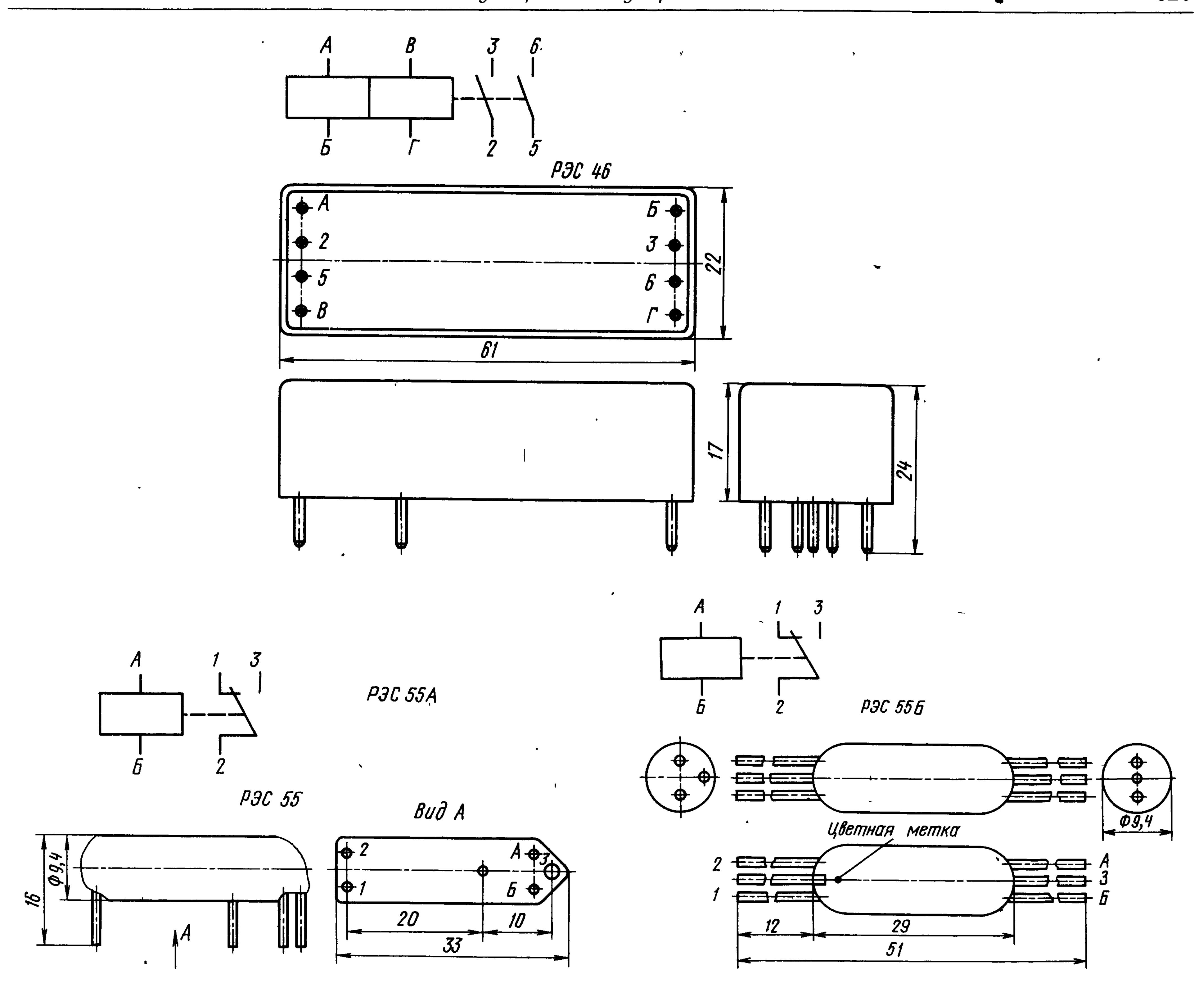


Рис. 12.208 (продолжение)

Таблица 12.123. **Характеристики реле с магнитоуправляемыми контактами**

Тип	Номер паспорта	Данные обмоток		Напряжение, В		
		обозначение выводов	сопротивление, Ом	срабатывания, не более	отпускания, не менее	рабочее
РЭС42	РС4.569.151	А—Б	697—943	6,5	1,2	10,8—13,2
	РС4.569.152	А—Б	3400—4600	14	3	24—30
РЭС43	РС4.569.201	А—Б В—Г АГ (БВ)* АВ—БГ**	195,5—264,5 195,5—264,5 391—529 97—132	5,5 5,5 5,5 2,8	1 1 1 0,5	10,8—14,0 10,8—14,0 10,8—14,0 10,8—14,0
	РС4.569.202	А—Б В—Г АГ (БВ)* АВ—БГ**	1020—1380 1020—1380 2040—2760 510—690	11,5 14 13 6,5	2 2,5 2,5 1,2	22—32 24—30 23—32 20—30
	РС4.569.203	А—Б	646—874	5,6	1,1	9—11
	РС4.569.204	А—Б	6000—9000	23	3	43—93

Окончание табл. 12.123

Тип	Номер паспорта	Данные обмоток		Напряжение, В		
		обозначение выводов	сопротивление, Ом	срабатывания, не более	отпускания, не менее	рабочее
РЭС44	РС4.569.251	А—Б В—Г АГ (БВ)* АВ—БГ**	161,5—218,5 161,5—218,5 323—437 80—110	6 6 6 3	1 1 1 0,5	10,8—14,0 10,8—14,0 10,8—14,0 10—13,2
	РС4.569.252	А—Б В—Г АГ (БВ)* В—БГ**	765—1035 765—1035 1530—2070 382—518	15 13,5 14 7	2,5 2 2,2 1,1	24—30 22—32 23—32 20—28
	РС4.569.253	А—Б	3040—4560	22	3	43—53
РЭС45	РС4.569.301	А—Б	666—814	8	1,6	11,3—15,0
	РС4.569—302	А—Б	1700—2300	14,5	2,7	22—34
РЭС46	РС4.569.351	А—Б	441—539	7,4	1,5	11,3—15,0
	РС4.569.352	А—Б	1360—1840	15	2,6	22—34
	РС4.569.353	А—Б В—Г АГ (ВБ)* АВ—ВГ**	180—220 180—220 360—110 90—110	6,8 6,8 6,8 3,4	1,4 1,4 1,4 0,7	10,6—13,8 10,6—13,8 10,6—13,8 6—13,2
	РС4.659.354	А—Б В—Г АГ (ВБ)* АВ—БГ**	544—736 544—736 1088—1472 272—368	13,5 13,5 13,5 6,8	2,4 2,4 2,4 1,2	21,6—26,4 21,6—26,4 21,6—26,4 11—20

Тип	Номер паспорта	Сопротивление обмотки, Ом	Напряжение, В		
			срабатывания, не более	отпускания, не менее	рабочее
РЭС55А	РС4.569.601 РС4.569.602 РС4.569.603 РС4.569.604 РС4.569.605 РС4.569.606 РС4.569.607 РС4.569.608 РС4.569.609 РС4.569.610 РС4.569.611 РС4.569.612	1600—2162 321—433 80—110 57—77 31—39 1600—2162 321—433 80—110 57—77 31—39 321—433 80—110	16,2 7,3 3,25 2,5 1,72 14,2 6,3 2,75 2,12 1,46 5,9 2,6	1,8 0,85 0,35 0,3 0,2 1,6 0,75 0,3 0,25 0,18 0,9 0,4	24,3—29,7 11,4—13,8 5,4—6,6 4,5—5,5 2,7—3,3 24,3—29,7 11,4—13,8 5,4—6,6 4,5—5,5 2,7—3,3 9—11 4,5—5,5
РЭС55Б	РС4.569.626 РС4.569.627 РС4.569.628 РС4.569.629 РС4.569.630 РС4.569.631 РС4.569.632 РС4.569.633 РС4.569.634 РС4.569.635	1600—2162 321—433 80—110 57—77 31—39 1600—2162 321—433 80—110 57—77 31—39	16,2 7,3 3,25 2,5 1,72 14,2 6,3 2,75 2,12 1,46	1,8 0,85 0,35 0,3 0,2 1,6 0,75 0,3 0,25 0,18	24,3—29,7 11,4—13,8 5,4—6,6 4,5—5,5 2,7—3,3 24,3—29,7 11,4—13,8 5,4—6,6 4,5—5,5 2,7—3,3

* При последовательном включении обмоток.
** При параллельном включении обмоток.

Реле РЭС55 выполняют двух типов: РЭС55А — с выводами, имеющими шаг координатной сетки для печатного монтажа; РЭС55Б — с выводами для объемного монтажа.

Допустимые электрические нагрузки:

для реле РЭС42, РЭС43, РЭС44 рабочее напряжение (постоянное и переменное до 10 кГц) 0,05—180 В, ток $5 \cdot 10^{-6}$ — 0,25 А, коммутационная мощность 7,5 Вт;

для реле РЭС45, РЭС46 — соответственно 0,05—220 В, $5 \cdot 10^{-6}$ — 0,25 А, 7,5 Вт; для реле РЭС55 рабочее напряжение (постоянное и переменное до 1100 кГц) 0,05—36 В, ток $5 \cdot 10^{-6}$ — 0,25 А, коммутационная мощность 7,5 Вт.

Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки — от 10^6 до 10^8 (для реле РЭС55 10^6 — 10^7) циклов переключений.

Время срабатывания реле РЭС42 — не более 1 мс, РЭС43, РЭС44 1,3 мс, РЭС45 3,5 мс, РЭС46 5 мс, РЭС55 1,5 мс. Время отпускания реле РЭС42 — не более 0,3 мс, РЭС43, РЭС44 0,5 мс, РЭС45 1 мс, РЭС46 1,5 мс, РЭС55 2,3 мс.

Малогабаритные дистанционные переключатели

Дистанционные электромагнитные переключатели представляют собой электромагнитный механизм с контактной системой и двумя управляющими обмотками — одна для прямого включения, а другая — для отбоя. Якорь и контактная система переключателя имеют два фиксированных положения. Якорь из одного положения переходит в другое при подаче импульса тока в каждую из обмоток. Конструкция преключателей обеспечивает фиксированное положение контактной системы в любом из крайних положений якоря при отсутствии тока в обмотках.

Негерметичные поляризованные дистанционные переключатели постоянного тока РПС20, РПС23, РПС24, РПС26, РПС28 (рис. 12.209, табл. 12.124, 12.125) предназначены для коммутации цепей постоянного и переменного токов.

Таблица 12.124. **Характеристики дистанционных переключателей**

Тип	Номер паспорта	Сопротивление каждой обмотки, Ом	Напряжение срабатывания, В, не более	Рабочее напряжение, В	Тип	Номер паспорта	Сопротивление каждой обмотки, Ом	Напряжение срабатывания, В, не более	Рабочее напряжение, В
РПС20	РС4.521.751	27—33	3,6	5,4—7,2	РПС24	РС4.521.751	246—334	18	24—32
	РС4.521.752	110—150	7,8	10,8—14,0		РС4.521.915	42,5—57,5	8	10,8—14,0
	РС4.521.753	190—250	10	13,5—18,0		РС4.521.917	246—334	17	22—34
	РС4.521.754	530—790	18	24—32		РС4.521.918	246—334	17	22—34
	РС4.521.755	530—790	18	24—32	РПС26	РС4.521.926	255—345	18	24—32
	РС4.521.757	270—370	13	18—22		РС4.521.927	64—86	8	10,8—14,0
	РС4.521.758	16—20	2,8	4,0—5,2		РС4.521.928	255—345	17	22—34
	РС4.521.759	425—575	16	22—34	РПС28	РС4.521.938	290—390	18	24—32
РПС23	РС4.520.021	195,5—264,5	13	19—25		РС4.521.939	68—92	8	10,8—14,0
						РС4.521.940	290—390	17	22—34

Таблица 12.125. **Износостойкость дистанционных переключателей**

Режим коммутации		Род тока	Вид нагрузки	Частота переключений, Гц, не более	Число циклов переключений, не менее
Ток, А	Напряжение, В				
0,08—2,0	6—34	Постоянный	Активная	3	10^4
0,5—1,0	12—115	50—400 Гц		0,5	
0,04—1,0	6—34	Постоянный	Индуктивная $\tau \leqslant 0{,}015$ с	1	10^4
0,05—0,5	12—115	50—400 Гц	Активная	3	10^4
0,05—0,5	12—115		$\cos\varphi \geqslant 0{,}3$	1	$0{,}5 \cdot 10^4$

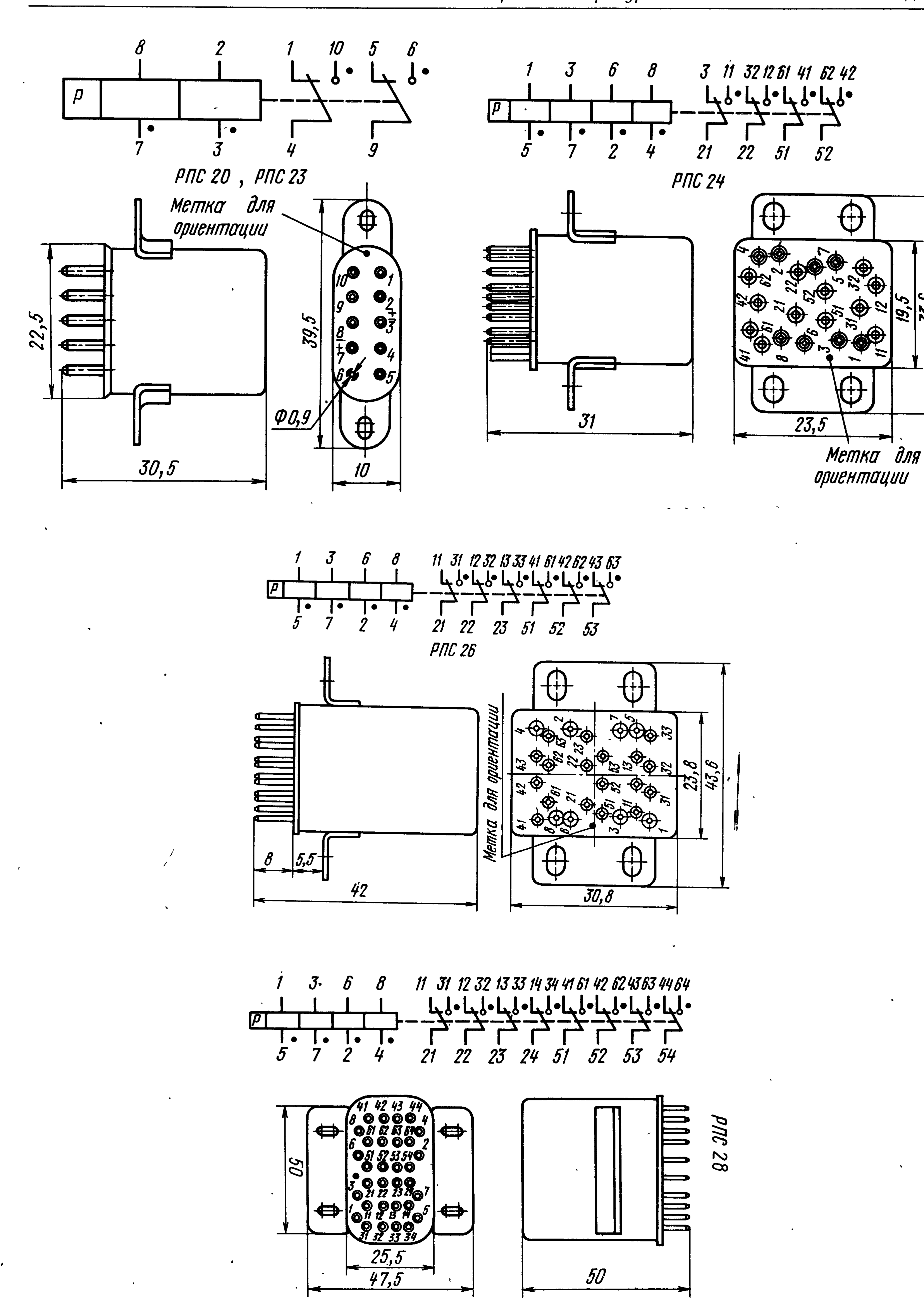

РПС 20 , РПС 23
Метка для ориентации
Ф0,9
22,5
39,5
30,5
10
РПС 24
31
23,5
19,5
33,6
Метка для ориентации
РПС 26
Метка для ориентации
8
5,5
42
30,8
23,8
43,6
РПС 28
50
25,5
47,5
50

Рис. 12.209

Переключатель РПС20. При подключении плюса источника питания к началу обмотки, обозначенному *2*, а минуса — к концу обмотки, обозначенному *3*, происходит замыкание контакта *4* с контактом *1* и контакта *9* с контактом *5* и соответственно при подключении плюса источника питания к началу обмотки, обозначенному *7*, а минуса — к концу, обозначенному *8*, происходит замыкание контакта *4* с контактом *10* и контакта *9* с контактом *6*.

Переключатель РПС23. Конструктивные данные и схема переключателя аналогичны данным переключателя РПС20. Время срабатывания переключателя при минимальном рабочем напряжении — не более 8 мс.

Переключатель РПС24. При подключении плюса источника питания к началам обмоток, обозначенным *1* и *3*, а минуса — к концам обмоток, обозначенным *5* и *7*, происходит замыкание контактов *21—22* с контактами *31—32* и контактов *51—52* с контактами *61—62* и соответственно при подключении плюса источника питания к началам обмоток, обозначенным *2* и *4*, а минуса — к концам обмоток, обозначенным *6* и *8*, происходит замыкание контактов *51—52* с контактами *41—42* и контактов *21—22* с контактами *11—12*.

Длительность непрерывного пребывания обмоток под напряжением — не более 1 мин. Скважность включения — не менее 20. Минимальная длительность импульса, подаваемого на обмотку, 25 мс. Время срабатывания переключателя при минимальном рабочем напряжении — не более 10 мс.

Переключатель РПС26. При подключении плюса источника питания к началам обмоток, обозначенным *1* и *3*, а минуса — к концам обмоток, обозначенным *5* и *7*, происходит замыкание контактов *21, 22, 23* с контактами *11, 12, 13* и контактов *51, 52, 53* с контактами *41, 42, 43* и соответственно при подключении плюса источника питания к началам обмоток, обозначенным *2* и *4*, а минуса — к концам обмоток, обозначенным *6* и *8*, происходит замыкание контактов *51, 52, 53* с контактами *61, 62, 63* и контактов *21, 22, 23* с контактами *31, 32, 33*.

Длительность непрерывного пребывания обмоток под напряжением — не более 1 мин. Скважность включения — не менее 20. Минимальная длительность импульса, подаваемого на обмотку, 25 мс. Время срабатывания при минимальном рабочем напряжении — не более 12 мс.

Переключатель РПС28. При подключении плюса источника питания к началам обмоток, обозначенным *1* и *3*, а минуса — к концам обмоток, обозначенным *5* и *7*, происходит замыкание контактов *21, 22, 23, 24* с контактами *11, 12, 13, 14* и контактов *51, 52, 53, 54* с контактами *41, 42, 43, 44* и соответственно при подключении плюса источника питания к началам обмоток, обозначенным *2* и *4*, а минуса — к концам обмоток, обозначенным *6* и *8*, происходит замыкание контактов *51, 52, 53, 54* с контактами *61, 62, 63, 64* и контактов *21, 22, 23, 24* с контактами *31, 32, 33, 34*.

Длительность непрерывного пребывания обмоток под напряжением — не более 1 мин. Скважность включения — не менее 20.

Минимальная длительность импульса, подаваемого на обмотку, 25 мс. Время срабатывания переключателя при минимальном рабочем напряжении — не более 10 мс.

Особенности применения дистанционных переключателей. Особенность переключателей заключается в том, что при подаче на одну из обмоток напряжения необходимой полярности якорь переключателя не притягивается, а отталкивается от сердечника, к которому он был предварительно переброшен.

Такая конструкция переключателей делает недопустимым увеличение напряжения на обмотках по отношению к номинальному, так как при увеличении напряжения срабатывания ориентировочно вдвое якорь переключателя начинает притягиваться к сердечнику, что нарушает его нормальную работу.

Напряжения срабатывания переключателей РПС20, РПС24, РПС26, РПС28 при работе якоря на отталкивание или на притяжение к сердечникам значительно различаются, поэтому не следует одновременно подавать рабочие напряжения на прямые и отбойные обмотки. Появившийся при этом разностный магнитный поток оказывается достаточным для отрыва якоря от сердечника, но недостаточным для его притяжения к другому сердечнику. Якорь при этом может «зависнуть» в среднем положении.

Переключатель РПС23, у которого каждая из обмоток разделена на две половины и размещена на обоих сердечниках, допускает перемену полярности напряжения, подаваемого на каждую из обмоток. При подаче рабочего напряжения одновременно на прямую и отбойную обмотки управляющие магнитные потоки уравновешиваются и якорь переключателя остается в исходном положении.

Для надежной работы переключателей импульсы тока через обмотку должны быть с крутым фронтом и продолжительностью не менее 25 мс. Напряжение, подаваемое на обмотки переключателей, должно поступать от источников постоянного тока с пульсацией, не превышающей 5%.

Переключатели РПС24, РПС26, РПС28 имеют по две обмотки для прямого включения и по две — для отбоя. Переключатели нормально функционируют при включении каждой из обмоток. Дублирующие обмотки служат для резервирования. Параллельное включение двух прямых или двух отбойных обмоток снижает напряжение срабатывания вдвое, но увеличивает соответственно потребляемую мощность. Последовательное включение двух прямых и двух отбойных обмоток при сохранении напряжения срабатывания вдвое уменьшает потребляемую переключателем мощность.

Дистанционные переключатели не рассчитаны на работу при включении обмоток через собственные контакты («самоблокировка»). При включении обмотки через свой контакт якорь переключателя не всегда успевает приобрести достаточный запас кинетической энергии, необходимый для переброса якоря по инерции к другому исходному положению, и «зависает» в нейтральном положении. Поэтому включать обмотки переключателей следует только через контакты других коммутационных устройств.

Отсутствие магнитной экранировки увеличивает напряжение срабатывания при плотной установке переключателей в результате их взаимного влияния. Для восстановления значения управляющего магнитного потока необходимо увеличить рабочее напряжение ориентировочно до 20 %. Поэтому не следует располагать переключатели на платах из магнитного материала и вблизи элементов, создающих сильные магнитные поля.

Электромагнитные шаговые искатели

Шаговые искатели типов ШИ-25/4, ШИ-25/8, ШИ-50/2, ШИ-50/4 (табл. 12.126) представляют собой многопозиционные щеточные переключатели с электромагнитным приводом обратного действия и состоят из статора, ротора и движущего механизма.

Статоры искателей ШИ-25/4, ШИ-25/8, ШИ-50/2 и ШИ-50/4 имеют соответственно 4, 8, 4 и 8 полей контактный ламелей, расположенных по дуге 180°. Каждое поле обслуживается своей контактной щеткой, которая служит входом для данного ряда ламелей.

Роторы искателей ШИ-25/4 и ШИ-25/8 имеют соответственно 4 и 8 двухлучевых щеток, угол между лучами 180°. Роторы искателей ШИ-50/2 и ШИ-50/4 имеют соответственно 4 и 8 однолучевых щеток. Одна половина щеток ротора сдвинута относительно другой на 180°.

В исходном положении искателей типов ШИ-25/4 и ШИ-25/8 щетки ротора одним своим лучом находятся на нулевых ламелях, а другим лучом — на ламелях 26, соединяя ламели соответствующего ряда контактного поля электрически.

Нулевые ламели и ламели 26 — исходные. В каждом ряду контактного поля этих искателей имеется 25 рабочих выходов, которые обегаются щетками за половину оборота ротора.

В исходном положении искателей типов ШИ-50/2 и ШИ-50/4 половина щеток ротора находится на нулевых ламелях, а другая половина — свободна. Для получения 50 рабочих выходов, которые обегаются щетками за полный оборот ротора, щетку одного луча соединяют со щеткой противоположного луча.

Искатели имеют щетки ротора двух типов: без перекрытия и с перекрытием ламелей. Щетки без перекрытия при переходе с ламели на ламель не соединяют соседние ламели своего ряда. Щетки с перекрытием ламелей при переходе с одной ламели на соседнюю соединяют эти ламели. После завершения каждого шага соединение соседних ламелей нарушается.

Искатели типов ШИ-25/4, ШИ-25/8, ШИ-50/2, ШИ-50/4 имеют электромагнитный привод обратного действия. При подаче тока на обмотку электромагнита искателя оттягивающая пружина якоря натягивается и перемещает движущуюся собачку. При прекращении тока в обмотке электромагнита оттягивающая пружина возвращает якорь в исходное положение, движущаяся собачка сцепляется с зубом храповика и переводит ротор со щетками на один шаг.

Таблица 12.126. **Характеристики шаговых искателей**

Тип	Номер паспорта	Обмотка		Количество щеток		Наличие контактных групп
		Номинальное сопротивление, Ом	Номинальное рабочее напряжение, В	с перекрытием	без перекрытия	
ШИ-25/4	РС3.250.048			2	2	СК
	РС3.250.041	25		2	2	СК, ГК
	РС3.250.067		24	—	4	СК
	РС3.250.049			2	2	СК
	РС3.250.038	60		2	2	СК, ГК
	РС3.250.039		48	2	2	СК
	РС3.250.056			2	2	СК
	РС3.250.035	200		—	4	СК
	РС3.250.060		60	2	2	СК
	РС3.250.033			—	4	СК
ШИ-25/8	РС3.250.040			4	4	СК
	РС3.250.046			4	4	СК
	РС3.250.063			—	8	СК
	РС3.250.064	40	24	4	4	СК
	РС3.250.066			4	4	СК, ГК
	РС3.250.051			—	8	СК
	РС3.250.079			—	8	СК, ГК
	РС3.250.061	200		4	4	СК, ГК
	РС3.250.042	60	48	4	4	СК, ГК
	РС3.250.043	60		4	4	СК
	РС3.250.044	200		4	4	СК, ГК
	РС3.250.099	200	60	8	—	СК, ГК
ШИ-50/4	РС3.250.052	25		—	8	СК, ГК
	РС3.250.045			4	4	СК
	РС3.250.057	40	24	4	4	СК
	РС3.250.062	25		4	4	СК
	РС3.250.065	40		—	8	СК, ГК
	РС3.250.050	25		—	8	СК
	РС3.250.034	200		—	8	СК
	РС3.250.053	60	48	4	4	СК, ГК
	РС3.250.047			4	4	СК
	РС3.250.058			4	4	СК
	РС3.250.032	200	60	—	8	СК
	РС3.250.093			—	8	СК, ГК
	РС3.250.059*	25	24	—	4	СК, ГК

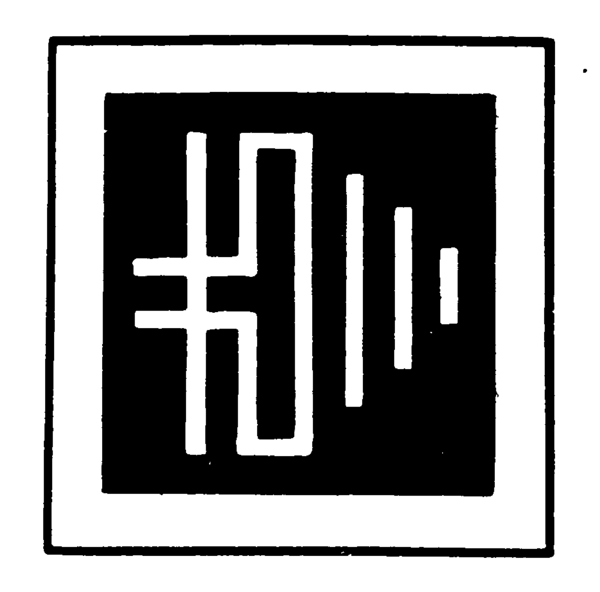
* Шаговый искатель типа ШИ-50/2.

Питаются обмотки электромагнита искателей импульсами постоянного тока или непосредственно постоянным током через самопрерывающиеся контакты (СК). Контактная группа СК имеет одну контактную группу на размыкание. Контактная группа СК размыкается при натяжении пружины якоря, т. е. при подаче питания на обмотку электромагнита искателя.

Время срабатывания электромагнита — не более 50 мс, а время отпускания — не более 25 мс. Контактная группа (ГК) содержит одну группу контактов на замыкание и одну группу контактов на переключение. Контактная группа срабатывает при установке любого из лучей щеток на нулевые ламели.

Рабочее положение искателей вертикальное, электромагнитом вниз, или горизонтальное, отсчетным барабаном вверх.

Искатели обеспечивают коммутацию цепей напряжением от 10 до 64 В при активной нагрузке и токе от 0,01 до 0,1 А. Гарантируемое число полных оборотов ротора без замены деталей — не менее 25 000.



АНТЕННЫ

РАЗДЕЛ 13

СОДЕРЖАНИЕ

13.1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Электромагнитное поле, создаваемое передающей антенной, характеризуется в каждой точке пространства уровнем и поляризацией.

Уровень электромагнитного поля численно оценивается напряженностью электрической составляющей поля E. Единица измерения напряженности поля — вольт/метр [В/м]. В практике радиоприема пользуются более мелкими единицами — милливольт/метр [мВ/м] и микровольт/метр [мкВ/м]. Эти единицы связаны соотношением 1 В/м = 10^3 мВ/м = 10^6 мкВ/м.

Напряженность поля часто оценивается в логарифмических единицах — дицебелах [дБ] относительно некоторого исходного уровня, в качестве

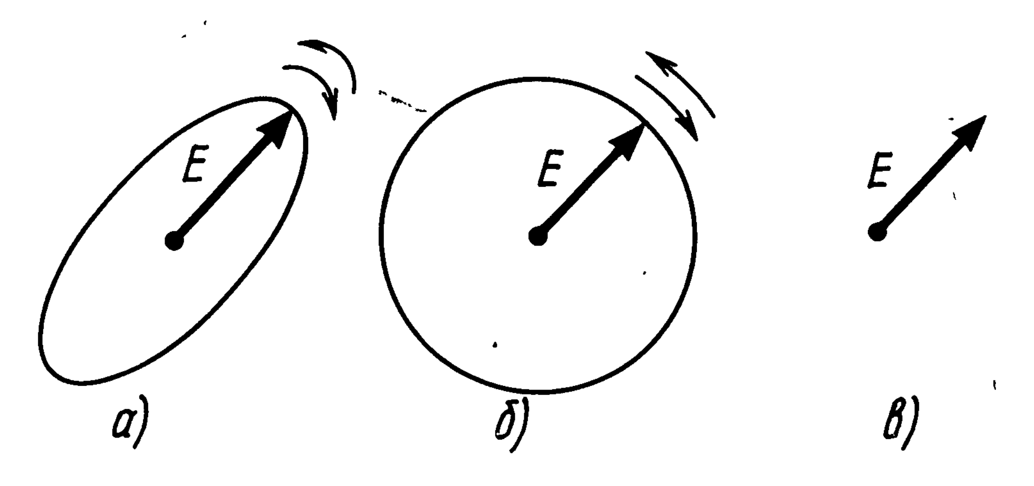


Рис. 13.1

которого обычно принимают 1 мкВ/м или 1 мВ/м. Напряженность поля E[дБ] рассчитывается по формуле

$$E=20 \lg n,$$

где n — отношение напряженности поля E [мкВ/м или мВ/м] к принятому исходному уровню [1 мкВ/м или 1 мВ/м]. Например, если напряженность поля равна 2 мВ/м, то значение ее в логарифмических единицах составляет +66 дБ относительно уровня 1 мкВ/м или +6 дБ относительно уровня 1 мВ/м.

Напряженность поля **E** — величина векторная. Она изображается графически в виде стрелки, направленной в сторону действия электрических сил.

Поляризация электромагнитного поля зависит от конструкции и расположения передающей антенны. Поляризация характеризуется формой кривой, которую описывает конец вектора электрического поля в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны. Наиболее общим случаем является эллиптическая поляризация (рис. 13.1, *а*). Частными случаями эллиптической поляризации являются круговая (рис. 13.1, б) и линейная (рис. 13.1, *в*). Если вектор **E** при линейной поляризации расположен горизонталь-

но (параллельно земле), то поляризация называется горизонтальной, а вертикально (перпендикулярно земле) — вертикальной.

При выборе конструкции приемной антенны учитывают поляризацию приходящих радиоволн. Волны с круговой поляризацией нужно принимать на антенну круговой поляризации (например, спиральную) либо на антенну линейной поляризации (например, антенну «волновой канал» с горизонтально или вертикально расположенными вибраторами). Волны с горизонтальной поляризацией принимают на антенну с горизонтально расположенными вибраторами, а с вертикальной поляризацией — на антенну с вертикально расположенными вибраторами.

Телевизионные передачи в нашей стране ведутся как с помощью горизонтально-поляризованных волн, так и с помощью вертикально-поляризованных. Радиовещательные передачи на ДВ, СВ и КВ ведутся с помощью вертикально-поляризованных волн, а на УКВ с частотной модуляцией — с помощью горизонтально-поляризованных. Для любительской связи используются как горизонтально-, так и вертикально-поляризованные волны.

13.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

Антенны представляют собой обратимые устройства: они могут быть в равной мере использованы как для передачи, так и для приема радиосигналов. Направленные свойства антенны определяются ее типом, размерами, конструкцией и не зависят от того, в каком режиме антенна используется — передачи или приема. Поскольку в радиолюбительской практике антенны чаще используются в качестве приемных, характеристики и параметры антенн будут поясняться в предположении, что они работают в режиме приема.

Характеристика направленности антенны — зависимость ЭДС на зажимах антенны от направления прихода сигнала. Полное представление о направленных свойствах антенны дает ее пространственная характеристика направленности, т. е. зависимость ЭДС на зажимах антенны от направления прихода сигнала в полном телесном угле 360°. Достаточное представление о направленных свойствах антенны можно получить, зная ее характеристики направленности в двух взаимно перпендикулярных плоскостях: горизонтальной и вертикальной.

Характеристики направленности изображают в виде диаграмм направленности. На рис. 13.2 показана объемная фигура, представляющая собой пример пространственной диаграммы направленности антенны. Сечение этой фигуры горизонтальной плоскостью (заштриховано) представляет собой диаграмму направленности в горизонтальной плоскости, вертикальной — диаграмму направленности в вертикальной плоскости.

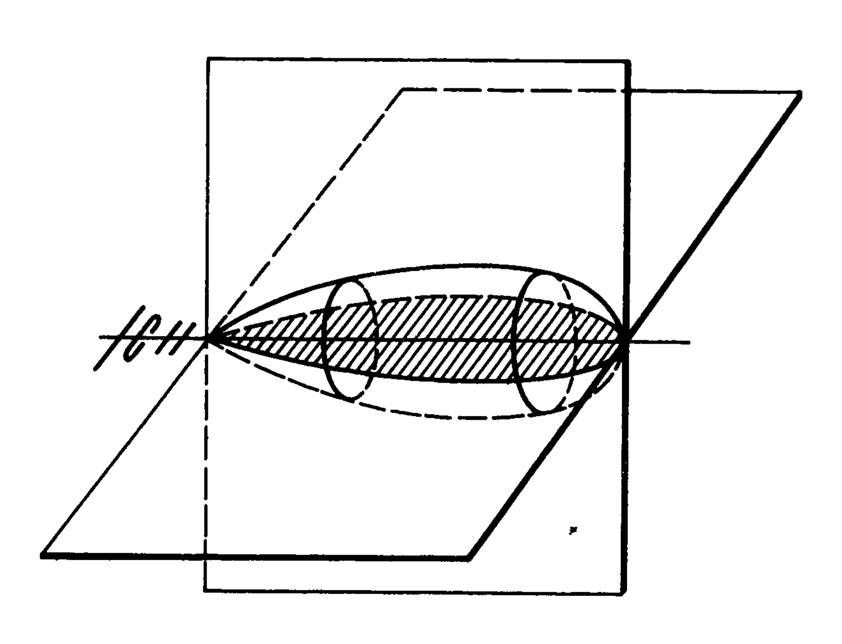


Рис. 13.2

На рис. 13.3, *а* приведена построенная в полярных координатах типичная диаграмма направленности четырехэлементной антенны «волновой канал» (с горизонтально расположенными вибраторами) в горизонтальной плоскости; на рис. 13.3, *б* — та же диаграмма в прямоугольных координатах. При построении диаграмм направленности максимальную ЭДС принимают за единицу (нормированная диаграмма направленности), что позволяет сравнить между собой различные антенны

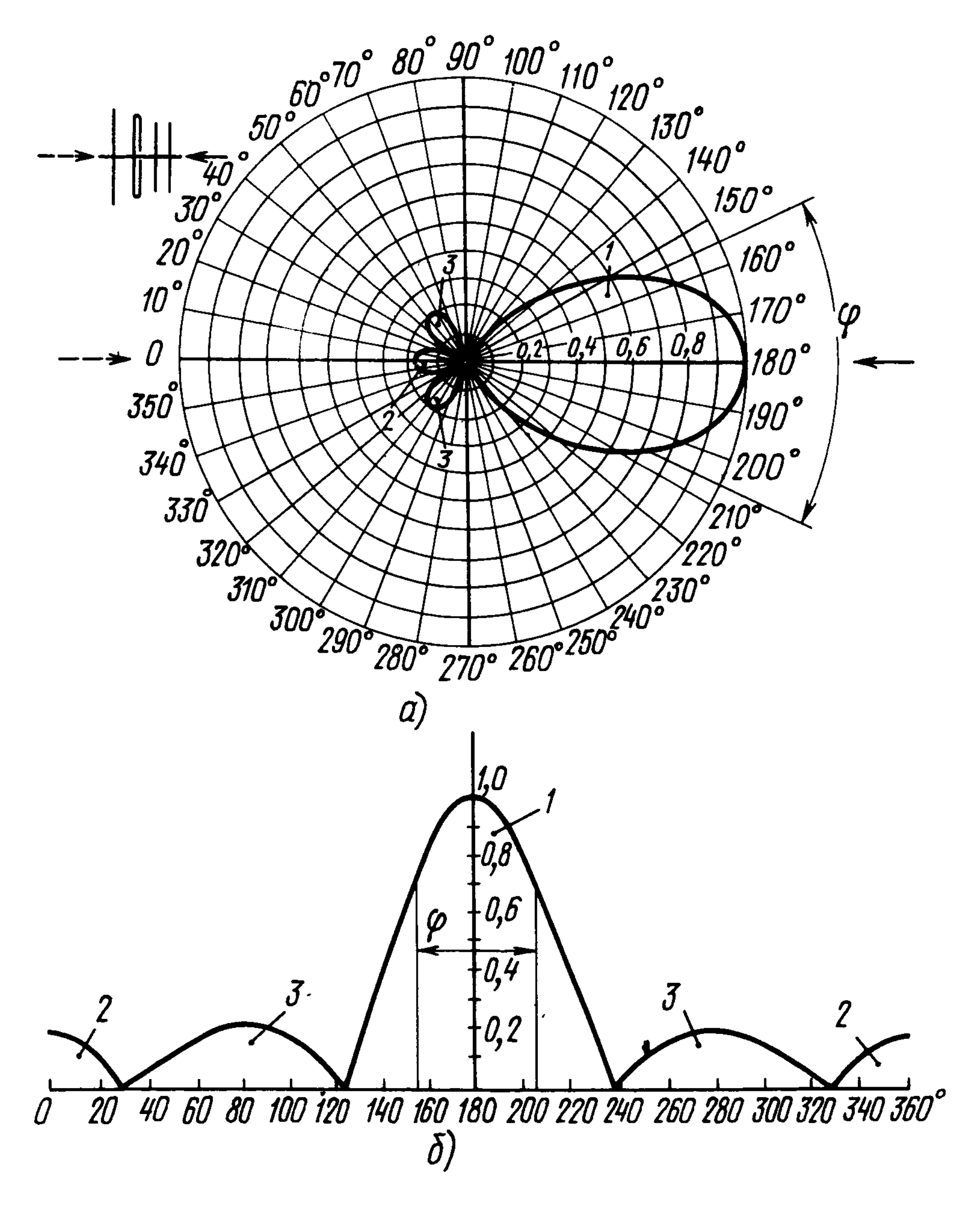


Рис. 13.3

по их направленным свойствам. Из рис. 13.3 видно, что ЭДС на зажимах антенны максимальна, когда волна приходит с направления, показанного сплошной стрелкой. При других направлениях прихода волны ЭДС меньше.

Область *1* называют основным или главным лепестком диаграммы направленности, а направление, соответствующее максимальной ЭДС,— направлением основного (или главного) приема (излучения). Области *2* и *3* называют соответственно задним и боковым лепестками диаграммы направленности; их иногда называют побочными.

Описанную диаграмму называют диаграммой направленности по полю, поскольку ЭДС на зажимах антенны пропорциональна напряженности поля в точке приема. Если возвести в квадрат относительные значения ЭДС, соответствующие различным направлениям прихода сигнала, то можно построить диаграмму направленности по мощности.

Ширина или угол раствора φ основного лепестка диаграммы направленности — угол, в пределах которого ЭДС на зажимах антенны (или напряжение на нагрузке) спадает до уровня 0,707 $(1/\sqrt{2})$ максимальной, а мощность в нагрузке — до уровня 0,5 максимальной. Например, ширина основного лепестка диаграммы направленности, показанной на рис. 13.3, составляет 50°. Как правило, чем меньше ширина основного лепестка, тем лучше направленные свойства антенны и меньше ее восприимчивость к посторонним радиосигналам (помехам), приходящим с боковых направлений.

Уровень задних и боковых (побочных) лепестков γ_V диаграммы направленности — это отношение ЭДС на зажимах антенны при приеме со стороны максимума наибольшего побочного лепестка к ЭДС при приеме со стороны максимума основного лепестка. Для антенны, диаграмма которой показана на рис. 13.3, $\gamma_V = 0{,}2$.

Помехозащищенность антенны тем выше, чем меньше уровень побочных лепестков. Уровень побочных лепестков по мощности $\gamma_P=\gamma_V^2$; уровень побочных лепестков по напряжению и мощности в процентах: $\gamma_V\% = 100\gamma_V$; $\gamma_P\% = 100\gamma_P$.

Любая антенна является в той или иной мере направленной. Полностью ненаправленных антенн, имеющих пространственную диаграмму направленности в виде сферы, в природе не существует. Однако в антенной технике пользуются понятием о такой воображаемой антенне, называемой изотропной. Она является удобным эталоном, с которым можно сравнивать реальные антенны по их направленным свойствам.

Входное сопротивление антенны $z_{вх}$ — отношение напряжения к току на зажимах антенны. В общем случае $z_{вх}$ содержит резистивную $R_{вх}$ и реактивную $X_{вх}$ (емкостную или индуктивную) составляющие.

Резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх}=R_\Sigma+R_п$, где R_Σ и $R_п$ — соответственно сопротивление излучения и сопротивление потерь, отнесенные к амплитудному значению тока $I_{вх}$ на зажимах антенны.

Сопротивление излучения характеризует мощность излучения антенны

$$P_\Sigma = 0{,}5 I_{вх}^2 R_\Sigma$$

Сопротивление потерь характеризует мощность потерь в антенне (в проводниках, изоляторах и т. д.)

$$P_п = 0{,}5 I_{вх}^2 R_п.$$

Модуль (численное значение) полного входного сопротивления антенны $z_{вх}=\sqrt{R_{вх}^2+X_{вх}^2}$. Чем меньше $X_{вх}$ и чем ближе $R_{вх}$ к волновому сопротивлению $z_в$ линии, соединяющей антенну с приемником (фидерная линия), тем лучше антенна согласована с фидерной линией и тем полнее энергия радиосигнала передается из антенны в линию.

Входное сопротивление является чисто резистивным на частоте, соответствующей резонансу антенны. Широко распространенная антенна УКВ — симметричный линейный вибратор — настроена в резонанс, когда по длине вибратора укладывается целое число полуволн. Если число полуволн, укладывающихся вдоль вибратора, нечетное ($\lambda/2$, $3\lambda/2$ и т. д.), то входное сопротивление мало (от 73 Ом при длине вибратора $\lambda/2$ до 120 Ом при большем числе полуволн). Если же число полуволн четное (λ, 2λ, 3λ и т. д.), то входное сопротивление велико (от 400 — 500 Ом до 1—2 кОм в зависимости от диаметра проводников). Режим нечетного резонанса с низким входным сопротивлением выгоднее с точки зрения удобства согласования вибратора с коаксиальным кабелем.

Коэффициент направленного действия антенны D характеризует выигрыш по мощности в нагрузке благодаря направленным свойствам антенны и представляет собой отношение мощности, которую выделяет антенна без потерь на согласованной нагрузке, к мощности, выделяемой на той же нагрузке согласованной с ней воображаемой ненаправленной (изотропной) антенной при одной и той же напряженности поля в точке приема. При этом предполагается, что максимум диаграммы направленности антенны ориентирован точно на источник излучения.

Коэффициент полезного действия антенны $\eta_а$ характеризует потери мощности в антенне и представляет собой отношение мощности излучения к сумме мощностей излучения и потерь

$$\eta_а = P_\Sigma/(P_\Sigma+P_п) = R_\Sigma/(R_\Sigma+R_п).$$

Чем меньше сопротивление излучения R_Σ и чем больше сопротивление потерь $R_п$, тем меньше коэффициент полезного действия.

Коэффициент усиления антенны по мощности K_P характеризует реальный выигрыш по мощности в согласованной нагрузке, даваемый антенной, по сравнению с изотропным излучателем с учетом направленных свойств антенны и потерь в ней:

$$K_P = D\eta_а.$$

Для антенн УКВ $\eta_а \approx 1$ и $K_P=D$, т. е. коэффициент усиления антенн этого диапазона по мощности относительно изотропного излучателя численно равен их коэффициенту направленного действия.

Коэффициент усиления антенны по напряжению

$$K_U=\sqrt{K_P}.$$

В качестве эталонной антенны, относительно которой указывается коэффициент усиления, вместо изотропной антенны часто используют реальную антенну — полуволновый вибратор, который имеет расчетный коэффициент усиления относительно изотропной антенны, равный 2,15 дБ (1,28 раза по напряжению или 1,64 раза по мощности). Поэтому если в справочных данных указан коэффициент усиления антенны по напряжению или по мощности относительно изотропной антенны, то, разделив его соответственно на 1,28 или 1,64, получим коэффициент усиления по напряжению или по мощности относительно полуволнового вибратора. Если же известен коэффициент усиления антенны относительно изотропной антенны в децибелах, то для определения коэффициента усиления относительно полуволнового вибратора нужно вычесть 2,15 дБ. Например, если коэффициент усиления антенны относительно изотропной антенны составляет 8,5 дБ, то ее коэффициент усиления относительно полуволнового вибратора равен 8,5 дБ — 2,15 дБ= =6,35 дБ.

В данном справочнике коэффициенты усиления антенн указаны относительно полуволнового вибратора.

Действующая длина антенны $l_д$ — параметр, позволяющий рассчитать ЭДС e на зажимах простейших антенн — полуволнового вибратора, четвертьволнового штыря и т. д. в предположении, что максимум диаграммы направленности ориентирован точно на источник излучения; $l_д$, м, представляет собой коэффициент пропорциональности между ЭДС e и напряженностью поля E: $e=El_д$.

Физический смысл параметра «действующая длина» поясним на примере линейного полуволнового вибратора. Обратимся к рис. 13.4, *а*. Ток вдоль вибратора меняется по синусоидальному закону с максимумом в центре вибратора и нулями на его концах. Назовем условно заштрихованную площадь площадью тока S_1. Представим себе второй вибратор (рис. 13.4, *б*), вдоль которого ток распределен равномерно и имеет значение такое же, как и в центре полуволнового вибратора. Назовем условно заштрихованную площадь площадью тока S_2. Для того чтобы площадь тока S_2 второго, воображаемого вибратора была равна площади тока S_1 линейного полуволнового вибратора, нужно, чтобы длина второго вибратора была равна λ/π. Эта длина и называется действующей длиной линейного полуволнового вибратора. Таким образом, действующая длина линейного полуволнового вибратора равна длине такого воображаемого вибратора с равномерным распределением тока, который имеет площадь тока, равновеликую площади тока линейного полуволнового вибратора (при этом предполагается, что ток вдоль воображаемого вибратора равен току в центре полуволнового вибратора): $l_д = \lambda/\pi = 0{,}32\lambda$.

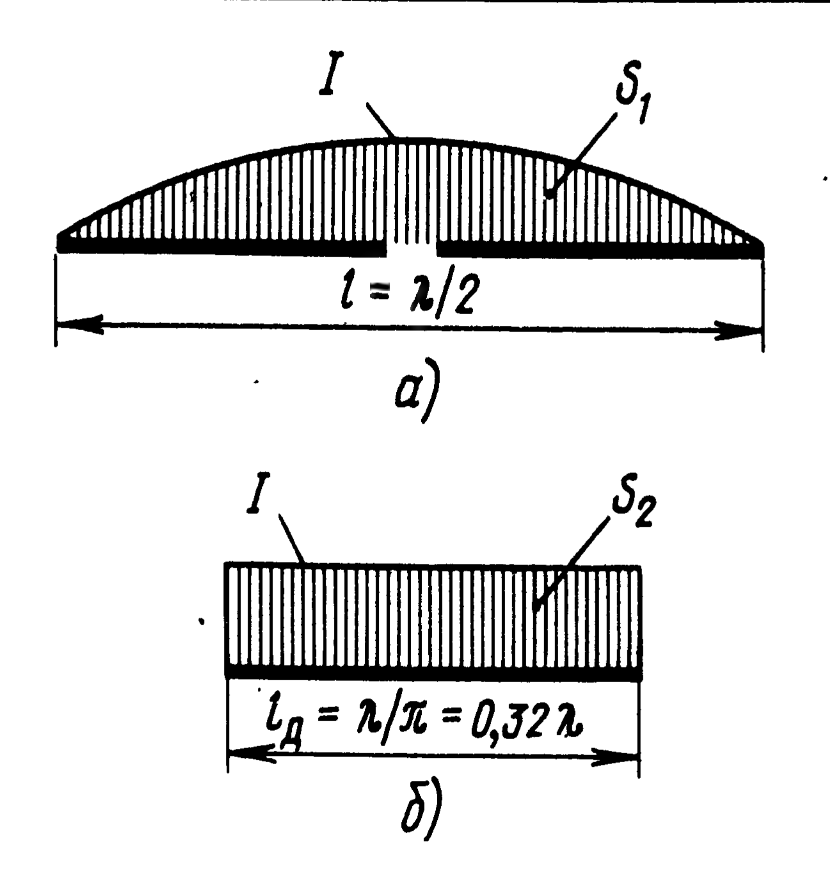


Рис. 13.4

В антеннах, используемых для приема РВ станций, работающих на ДВ, СВ и КВ с применением вертикально-поляризованных волн (антенна в виде вертикального или наклонного провода, Т-образная и Г-образная антенны), ток также распределен неравномерно: пучность (максимальное значение) тока находится в месте подключения приемника или около него. Для таких антенн вместо параметра «действующая длина» пользуются аналогичным по физическому смыслу параметром «действующая высота» $h_д$. Действующую высоту антенны не следует путать с высотой ее подвеса.

Рабочая полоса частот антенны ($f_{max} — f_{min}$) — полоса частот, в пределах которой параметры антенны не выходят за пределы допусков, определяемых ее назначением.

13.3. ФИДЕРНЫЕ ЛИНИИ

Параметры фидерных линий

К числу основных параметров фидерных линий относятся волновое сопротивление, погонное затухание и коэффициент укорочения длины волны.

Волновое сопротивление $z_в$ — отношение амплитуды падающей волны напряжения в линии к амплитуде падающей волны тока (падающие волны — волны, распространяющиеся по линии от генератора к нагрузке); определяется через погонную индуктивность $L_{пог}$ и погонную емкость $C_{пог}$:

$$z_в = \sqrt{L_{пог}/C_{пог}}.$$

Волновое сопротивление зависит от формы и взаимного расположения проводников в поперечном сечении линии, а также от диэлектрической постоянной ε и магнитной проницаемости μ материала, разделяющего проводники.

Режим работы линии (рис. 13.5, *а*) определяется соотношением между волновым сопротивлени-

ем линии $z_в$ и сопротивлением нагрузки $z_н$. Если сопротивление нагрузки — резистивное и равно волновому сопротивлению ($z_н = R = z_в$), то по линии распространяются только падающие волны напряжения и тока в направлении от генератора к нагрузке; отраженных от нагрузки волн в линии нет. Такой режим называется режимом бегущей волны (рис. 13.5, *б*); энергия от генератора

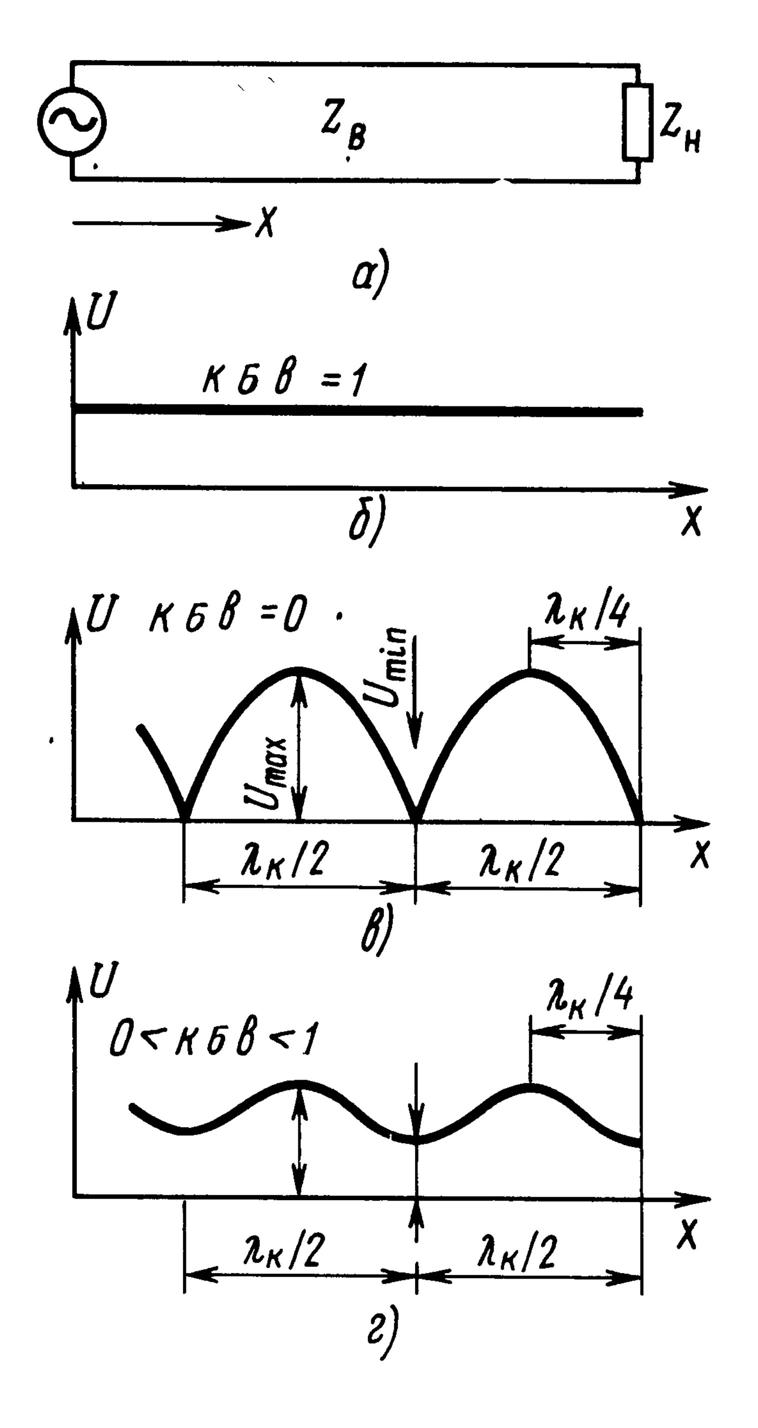


Рис. 13.5

полностью передается по линии в нагрузку. Если линия замкнута ($z_н = 0$), разомкнута ($z_н \to \infty$) или нагружена на чисто реактивное сопротивление (индуктивное или емкостное), то в ней возникают отраженные волны, распространяющиеся в сторону генератора, причем амплитуда отраженной волны равна амплитуде падающей. В сечениях линии, где падающая и отраженная волны напряжения (тока) находятся в противофазе, возникают нули (узлы) напряжения (тока), а в фазе — максимумы (пучности) напряжения (тока). Расстояние между соседними пучностями или соседними узлами равно половине длины волны, между соседними пучностью и узлом — четверти длины волны. Кривые распределения напряжения и тока сдвинуты между собой на четверть длины волны (пучности напряжения соответствует узел тока, узлу напряжения — пучность тока). Такой режим работы линии называется *режимом стоячей волны* (рис. 13.5, *в*). В этом режиме перенос энергии вдоль линии отсутствует — вся энергия, поступающая из генератора в линию, полностью возвращается в генератор.

Если сопротивление нагрузки — чисто резистивное, но не равно волновому сопротивлению линии ($z_н = R \neq z_в$) либо комплексное, состоящее из резистивной и реактивной составляющих, то режим линии является промежуточным между режимами бегущей и стоячей волны (рис. 13.5, *г*). Амплитуда отраженной волны меньше амплитуды падающей, поэтому напряжение (ток) в узлах не равны нулю и кривые распределения напряжения и тока вдоль линии сглаживаются. В этом режиме энергия, поступающая из генератора в линию, частично передается в нагрузку, а частично возвращается в генератор.

Наивыгоднейшим режимом работы линии является режим бегущей волны, так как в этом режиме энергия из линии полностью передается в нагрузку; КПД линии максимален.

Коэффициент бегущей волны (КБВ) — параметр, характеризующий степень согласования фидерной линии с нагрузкой; равен отношению напряжения в узле (U_{min}) к напряжению в рядом расположенной пучности (U_{max}), т.е.

$$КБВ = U_{min}/U_{max}.$$

В зависимости от степени согласования линии с нагрузкой КБВ имеет значения от 0 до 1. Чем лучше согласована линия с нагрузкой, тем ближе КБВ к единице.

Коэффициент стоячей волны (КСВ) — величина, обратная коэффициенту бегущей волны:

$$КСВ = 1/КБВ.$$

Коэффициент отражения по напряжению p_U — отношение амплитуд отраженной $U_{отр}$ и падающей $U_{пад}$ волн напряжения: $p_U = U_{отр}/U_{пад}$. Коэффициент отражения по напряжению связан с КБВ и КСВ соотношениями

$$p_U = (1 - КБВ)/(1 + КБВ); \quad p_U = (КСВ - 1)/(КСВ + 1).$$

В режиме бегущей волны КБВ = 1, $p_U = 0$; в режиме стоячей волны КБВ = 0, $p_U = 1$; в промежуточном режиме $0 < КБВ < 1$; $1 > p_U > 0$.

Погонное затухание β — затухание на единицу длины фидерной линии; выражается в децибелах на метр [дБ/м] или децибелах на километр [дБ/км]. Затухание в децибелах в линии длиной l

$$T = \beta l.$$

Коэффициент полезного действия фидерной линии $\eta_ф$ — отношение мощности $P_{вых}$ на выходе линии к мощности $P_{вх}$ на ее входе, т. е.

$$\eta_ф = P_{вых}/P_{вх}.$$

Коэффициент укорочения длины волны в фидерной линии n — параметр, показывающий, во сколько раз длина волны в линии $\lambda_к$ меньше длины волны λ в свободном пространстве, т. е.

$$n = \lambda/\lambda_к.$$

Для экранированных линий, полностью заполненных изоляцией, $n = \sqrt{\varepsilon}$, где ε — относительная диэлектрическая постоянная изоляций. Для воздушных линий, экранированных и неэкранированных, $n = 1$. Значения n для коаксиальных кабелей указаны в табл. 13.1. При известном n длина волны в кабеле $\lambda_к = \lambda/n$.

Таблица 13.1. **Коаксиальные кабели**

Марка	$z_в$, Ом	$C_{пог}$, пФ/м	n	Размер (см. рис. 13.6)			Минимально допустимый радиус изгиба при монтаже, мм	Интервал температур, °С
				d_1, мм	d_2, мм	d_3, мм		
РК 75-4-11 (РК-101)*	75±3	67	1,52	0,72	4,6±0,2	7,3±0,4	70	—60÷+85
РК 75-4-15 (РК-1)	75±3	67	1,52	0,72	4,6±0,2	7,3±0,4	70	—40÷+70
РК 75-4-12 (РК-149)	75±3	67	1,52	0,78**	4,6±0,2	7,3±0,4	70	—60÷+85
РК 75-4-16 (РК-49)	75±3	67	1,52	0,78**	4,6±0,2	7,3±0,4	70	—40÷+70
РК 75-9-13 (РК-103)	75±3	67	1,52	1,35	9,0±0,3	12,2±0,8	120	—60÷+85
РК 75-9-12 (РК-3)	75±3	67	1,52	1,35	9,0±0,3	12,2±0,8	120	—40÷+70
КПТА	75±7,5	—	1,23	0,52	2,4±0,2	4,3***	40	—40÷+50
КПТМ	75±6	—	1,23	1,13	5,2±0,5	8,0***	70	—40÷+50
РК 50-7-11 (РК-147)	50±2	100	1,52	2,28**	7,25±0,3	10,3±0,6	100	—60÷+85
РК 50-9-11 (РК-106)	50±2	100	1,52	2,70**	9,0±0,3	12,2±0,8	120	—60÷+85
РК 50-9-12 (РК-6)	50±2	100	1,52	2,70**	9,0±0,3	12,2±0,8	120	—40÷+70

* В скобках указаны старые обозначения.
** Семижильный проводник.
*** Не более

Конструкции фидерных линий

Фидерные линии применяют для соединения антенн с передатчиками и приемниками, а также для изготовления симметрирующих и согласующих трансформаторов, реактивных шлейфов, металлических изоляторов, соединительных линий сложных многоэтажных антенн и т. д. Наиболее распространенными типами фидерных линий являются коаксиальные кабели промышленного изготовления и воздушные линии, экранированные и неэкранированные.

Коаксиальный кабель (рис. 13.6) состоит из медного внутреннего проводника, одножильного

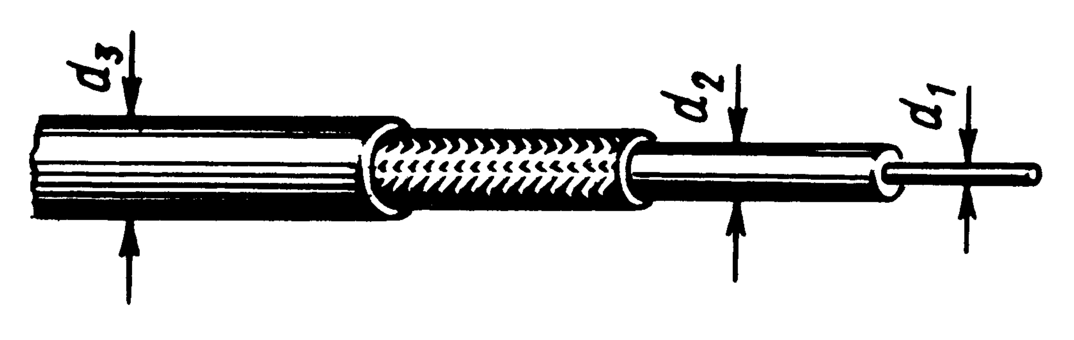


Рис. 13.6

или многожильного, полиэтиленовой изоляции, внешнего проводника, плетеного из медных проволок диаметром 0,1 — 0,2 мм, и пластмассовой оболочки.

Конструктивные данные и параметры наиболее распространенных коаксиальных кабелей приведены в табл. 13.1. Погонное затухание кабелей на частотах телевизионных каналов, радиовещания на УКВ и любительской связи в диапазонах 2,10,15 и 20 м указано в табл. 13.2. Для телевизионных каналов 6 — 12 диапазона МВ и 21 — 41 диапазона ДМВ погонное затухание приведено на средних каналах (соответственно на 9-м и 31-м каналах). На частотах остальных каналов этих групп погонное затухание отличается мало.

Кабели КПТА и КПТМ предназначены для систем коллективного приема телевидения (СКПТ); кабель КПТА используется в качестве абонентского, кабель КПТМ — магистрального. ГОСТ 18422 — 73 предусматривает выпуск для СКПТ наряду с кабелями КПТА и КПТМ еще ряда кабелей с волновым сопротивлением 75 Ом, а также кабелей для индивидуальных телевизионных антенн. Условное наименование этих кабелей содержит буквенные индексы АК (антенный коллективный) или АИ (антенный индивидуальный), например РК 75-9-12АК, РК 75-4-11АИ и т.д.

Кабели, указанные в табл. 13.1, включая кабели КПТА и КПТМ, а также кабели, к условному наименованию которых добавлены буквенные индексы АК и АИ, пригодны для использования при изготовлении телевизионных антенн, антенн любительских приемопередатчиков и другой любительской аппаратуры.

Воздушные линии. На рис. 13.7 показаны различные типы воздушных линий. Волновые сопротивления линий [Ом]:

Таблица 13.2. **Погонное затухание коаксиальных кабелей**

Марка	Номер телевизионного канала							Диапазон любительской связи, м				Радиовещание на УКВ
	1	2	3	4	5	6—12	21—41	2	10	15	20	
	Погонное затухание β, дБ/М											
РК 75-4-11 (РК-101)	0,076	0,082	0,094	0,099	0,102	0,150	0,320	0,130	0,045	0,035	0,022	0,088
РК 75-4-15 (РК-1)	0,076	0,082	0,094	0,099	0,102	0,150	0,320	0,130	0,045	0,035	0,022	0,088
РК 75-4-12 (РК-149)	0,078	0,084	0,097	0,103	0,106	0,160	0,340	0,140	0,046	0,035	0,022	0,090
РК 75-4-16 (РК-49)	0,078	0,084	0,097	0,103	0,106	0,160	0,340	0,140	0,046	0,035	0,022	0,090
РК 75-9-13 (РК-103)	0,046	0,050	0,056	0,059	0,062	0,100	0,185	0,078	0,028	0,020	0,016	0,052
РК 75-9-12 (РК-3)	0,046	0,050	0,059	0,062	0,100	0,185	0,078	0,028	0,020	0,020	0,016	0,052
КПТА	0,091	0,100	0,120	0,127	0,134	0,205	0,420	0,180	0,066	0,047	0,037	0,110
КПТМ	0,058	0,067	0,078	0,082	0,086	0,130	0,260	0,105	0,040	0,034	0,028	0,073

коаксиальная линия (рис. 13.7,*а*) $z_в = 138 lg \frac{D}{d}$;

двухпроводная линия (рис. 13.7,*б*) $z_в = 276 \lg \frac{2a}{d}$ при $a/d > 2$;

ленточная линия (рис. 13.7, *в*) $z_в = 377\ A/(A + a)$ при $A/a < 2$.

Если коаксиальная линия заполнена диэлектриком, то для расчета ее волнового сопротив-

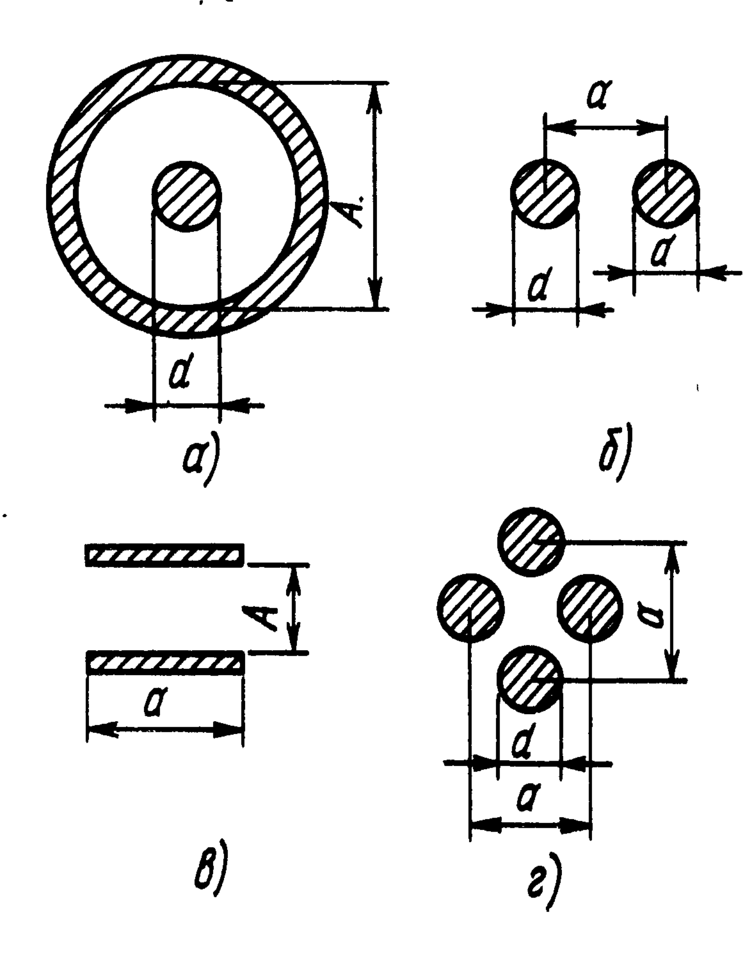


Рис. 13.7

ления нужно разделить волновое сопротивление воздушной линии на $\sqrt{\varepsilon}$.

Волновое сопротивление четырехпроводной линии (рис. 13.7, *г*) можно определить по графику на рис. 13.8. Кривая *1* на этом графике относится к случаю, когда одним проводником линии служат соединенные между собой провода *1* и *2*, а вторым — соединенные между собой провода *3* и *4*. Кривая *2* относится к случаю, когда одним проводником служат соединенные между собой провода *1* и *3*, а вторым — провода *2* и *4*. На рис. 13.7, *г* провода *2, 4* — нижний, верхний, а *1, 3* — левый, правый.

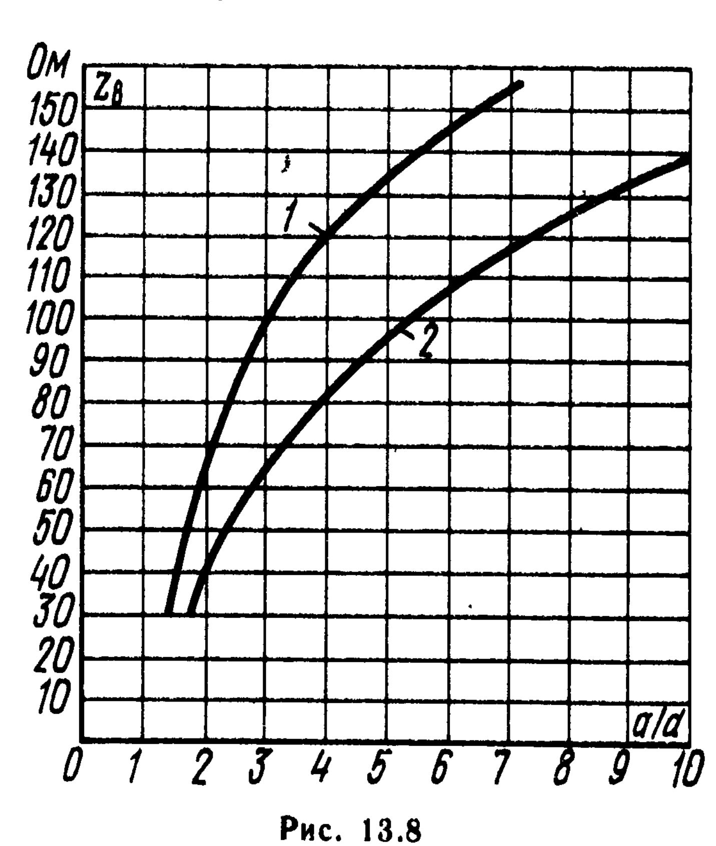


Рис. 13.8

Четырехпроводную линию применяют для получения волнового сопротивления 50—150 Ом, двухпроводную — 150 — 600 Ом. Расстояние между проводами не должно превышать 0,05λ. В противном случае линия будет работать как излучатель (антенный эффект линии), что приведет к искажению диаграммы направленности антенны, а также к снижению КПД линии.

Замкнутые и разомкнутые линии

Замкнутые и разомкнутые на конце линии (коаксиальные, двухпроводные и т. д.) применяются в качестве элементов фильтров, шлейфов для настройки антенн и т. д. Входное сопротивление этих линий индуктивное или емкостное в зависимости от отношения длины линии l к длине волны в линии $\lambda_к$.

Входное сопротивление замкнутой линии (рис. 13.9,*а*)

$$X_{вх} = z_в \operatorname{tg}\ 360° \frac{l}{\lambda_к}.$$

Входное сопротивление разомкнутой линии (рис. 13.9,*б*)

$$X_{св} = -z_в \operatorname{ctg}\ 360° \frac{l}{\lambda_к}.$$

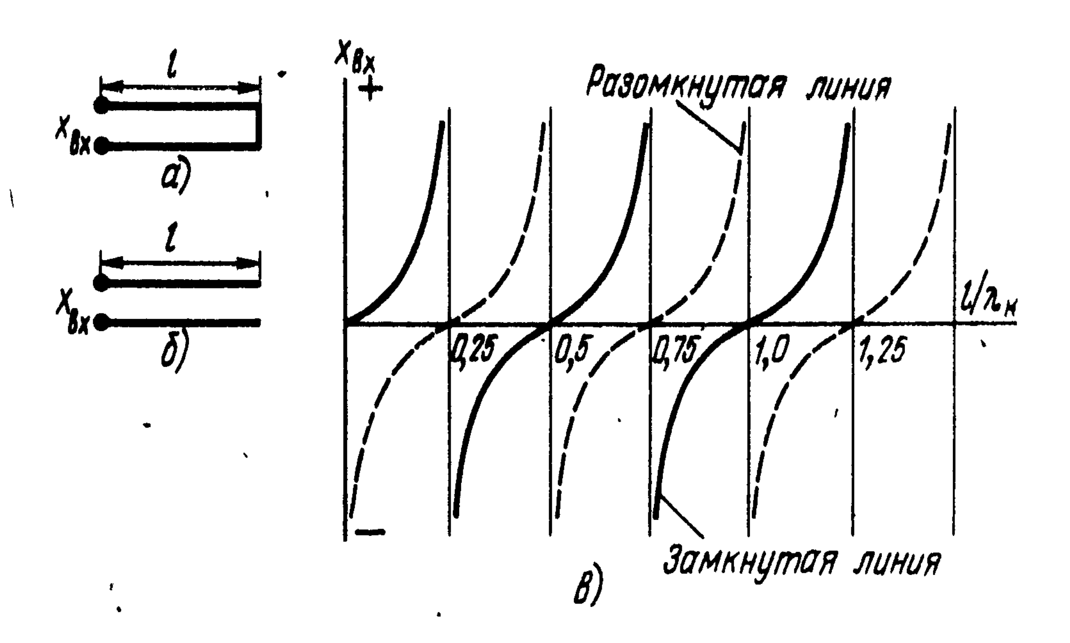


Рис. 13.9

Если в результате расчета сопротивление получается со знаком «плюс», то оно считается индуктивным, со знаком «минус» — емкостным.

Зависимость входного сопротивления замкнутой и разомкнутой линий от отношения $l/\lambda_к$ показана на рис. 13.9, *в*. При длине, равной нечетному числу четвертей волн ($\lambda_к/4$, $3\lambda_к/4$, $5\lambda_к/4$ и т. д.), входное сопротивление замкнутой линии очень велико ($X_{вх} \to \infty$), а разомкнутой — равно нулю ($X_{вх} = 0$). При длине, равной четному числу четвертей волн ($\lambda_к/2$, $\lambda_к$, $3\lambda_к/2$ и т. д.), входное сопротивление замкнутой линии равно нулю ($X_{вх} = 0$), а разомкнутой — очень велико ($X_{вх} \to \infty$). В промежуточных случаях входное сопротивление является индуктивным или емкостным. Так, при $0 < l/\lambda_к < 0{,}25$ (длина линии короче четверти длины волны) входное сопро-

тивление замкнутой линии индуктивное (кривая $X_{вх}$ лежит выше оси абсцисс), с разомкнутой — емкостное (кривая $X_{вх}$ ниже оси абсцисс), при $0{,}25<l/\lambda_к<0{,}5$ входное сопротивление замкнутой линии емкостное, разомкнутой — индуктивное и т. д.

В качестве индуктивных шлейфов используют замкнутые линии длиной менее $\lambda_к/4$, в качестве емкостных — разомкнутые линии длиной менее $\lambda_к/4$.

Эквивалентная индуктивность $L_{экв}$ [мкГн] индуктивного шлейфа и эквивалентная емкость $C_{экв}$ [пФ] емкостного шлейфа:

$$L_{экв}=\frac{0{,}16z_в\ \mathrm{tg}\ 360°\frac{l}{\lambda_к}}{f};$$

$$C_{экв}=\frac{0{,}16\cdot 10^6}{z_в f\ \mathrm{ctg}\ 360°\frac{l}{\lambda_к}},$$

где $z_в$, Ом, f, МГц.

Пример. Определить длину емкостного шлейфа в виде разомкнутой воздушной двухпроводной линии с $z_в=300$ Ом, необходимую для получения $C_{экв}=40$ пФ на частоте $f=14{,}2$ МГц (средняя частота любительского диапазона 20 м).

1. Длина волны в воздухе $\lambda=300/f\,[МГц]=300/14{,}2=21{,}1$ м. Поскольку линия воздушная, то $\lambda_к=\lambda=21{,}1$ м.

2. Определяем искомую длину емкостного шлейфа, предварительно рассчитав значение $\mathrm{ctg}\ 360°\frac{l}{\lambda_к}$ из выражения для $C_{экв}$:

$$\mathrm{ctg}\ 360°\frac{l}{\lambda_к}=\frac{0{,}16\cdot 10^6}{C_{экв}z_в f}=\frac{0{,}16\cdot 10^6}{40\cdot 300\cdot 14{,}2}=0{,}94;$$

$$360°\frac{l}{\lambda_к}=46{,}7°;\quad \frac{l}{\lambda_к}=0{,}13;$$

$$l=0{,}13\lambda_к=0{,}13\cdot 21{,}1=2{,}74\ м.$$

Металлические изоляторы

Металлические изоляторы представляют собой четвертьволновые короткозамкнутые шлейфы. Они имеют на частоте настройки большое входное сопротивление и при параллельном подключении к зажимам антенн, фидерным линиям и т. д. не вносят заметного рассогласования. Такие шлейфы применяют как держатели вместо диэлектрических опорных стоек, шайб и т. д., если установка последних нецелесообразна или невозможна из-за больших потерь в диэлектрике и недостаточной механической прочности. Металлические изоляторы могут быть использованы также в качестве дросселей для обеспечения короткого замыкания по постоянному току без нарушения режима работы фидера или антенны по радиочастоте.

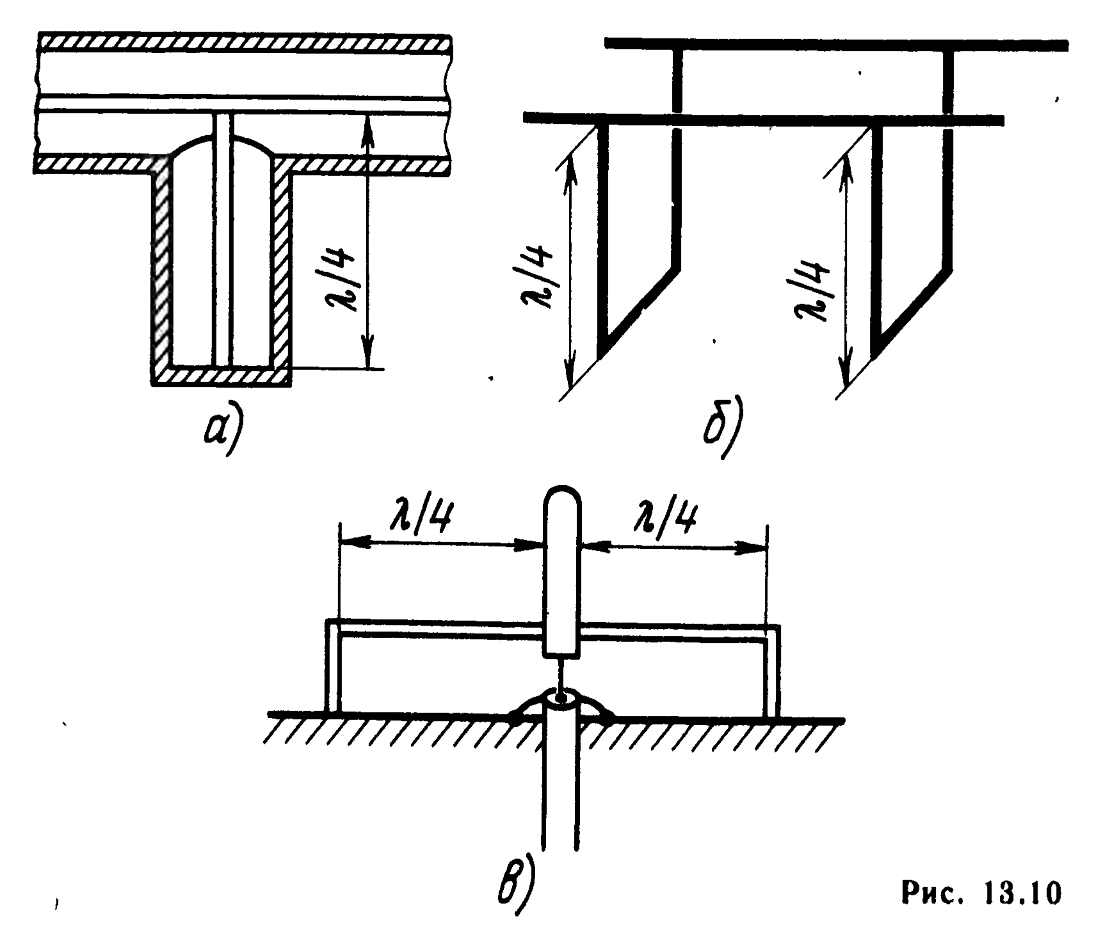


Рис. 13.10

Примеры подключения металлических изоляторов показаны на рис. 13.10. В конструкции, изображенной на рис. 13.10, *а*, металлические изоляторы используются как держатели центрального проводника коаксиальной линии, а на рис. 13.10, *б* — как опорные стойки крепления двухпроводного фидера. На рис. 13.10, *в* показан способ крепления несимметричной штыревой антенны с помощью двух металлических изоляторов.

Согласующие четвертьволновые трансформаторы

В антенно-фидерных устройствах в качестве согласующих трансформаторов широко применяются четвертьволновые отрезки линий передачи (коаксиальных, двухпроводных и т. д.).

Длина согласующего трансформатора $l_{тр}=\lambda_к/4$, волновое сопротивление $z_{тр}=\sqrt{R_1R_2}$, где R_1 и R_2 — согласуемые сопротивления (например, входное сопротивление антенны и волновое сопротивление фидерной линии).

При отсутствии кабеля с требуемым сопротивлением $z_{тр}$ можно изготовить трансформатор в виде жесткой коаксиальной линии либо из нескольких параллельно включенных отрезков кабеля. При параллельном включении кабелей результирующее волновое сопротивление определяется через волновые сопротивления отдельных кабелей по обычным формулам параллельного включения сопротивлений.

Пример. Рассчитать согласующий трансформатор для четырехэтажной антенны пятого телевизионного канала ($f_{ср}=96$ МГц) при следующих условиях: этажи антенны согласованы и включены параллельно с помощью кабеля РК 75-4-11 ($z_в=75$ Ом), фидер антенны выполнен из того же кабеля.

В рассматриваемом примере под сопротивлением R_1 следует понимать входное сопротивление антенны $R_{вх}$, т. е. сопротивление в точке параллельного включения четырех этажей, а под сопротивлением R_2 — волновое сопротивление фидера ($R_2=z_в=75$ Ом).

1. Входное сопротивление антенны $R_{вх}=R_1=$ $=75/4\approx 19$ Ом:

2. Волновое сопротивление трансформатора $z_{тр}=\sqrt{R_1 R_2}=\sqrt{19\cdot 75}\approx 37{,}5$ Ом.

3. Длина волны в воздухе, соответствующая средней частоте пятого телевизионного канала, $\lambda_{ср}=300/f\,[МГц]=300/96=3{,}12$ м.

4. Длина волны в кабеле $\lambda_{ср.к}=\lambda_{ср}/n=3{,}12/1{,}52$ $=2{,}04$ м.

Согласно табл. 13.1 коэффициент укорочения длины волны n для кабеля РК 75-4-11 равен 1,52.

5. Длина трансформатора $l_{тр}\doteq\lambda_{ср.к}/4=2{,}04/4=$ $=0{,}51$ м.

Кабелей с требуемым по расчету волновым сопротивлением $z_{тр}=37{,}5$ Ом нет. Поэтому используем для трансформатора два параллельно включенных отрезка кабеля с $z_в=75$ Ом (например, РК 75-4-11) длиной 510 мм каждый. Способ включения рассчитанного трансформатора для согласования четырехэтажной антенны «волновой канал» показан на рис. 13.26, *б* (два кабеля l_4).

Если подобрать кабель или параллельную комбинацию кабелей с требуемым $z_{тр}$ не удается, можно применить двухступенчатый трансформатор. Например, для согласования двухэтажной антенны (см. рис. 13.25) с $R_{вх}=37{,}5$ Ом с фидером, имеющим $z_в=75$ Ом, нужен трансформатор с $z_{тр}\approx 50$ Ом. При отсутствии кабеля с таким волновым сопротивлением следует использовать два последовательно включенных трансформатора, как показано на рис. 13.25,*б*. Первый трансформатор, состоящий из трех параллельно включенных отрезков кабеля l_4 с $z_в=75$ Ом каждый, имеет $z_{тр}=25$ Ом и преобразует входное сопротивление антенны 37,5 Ом в сопротивление 17 Ом. Второй трансформатор, состоящий из двух параллельно включенных отрезков кабеля l_5 с $z_в=$ $=75$ Ом каждый, имеет $z_{тр}=37{,}5$ Ом и преобразует сопротивление 17 Ом на выходе первого трансформатора в сопротивление 82 Ом, близкое к волновому сопротивлению фидера ($z_в=75$ Ом).

Особенности работы антенно-фидерного тракта телевизионного приемника

Недостаточное качество согласования фидера с антенной и приемником приводит к специфическим для телевизионного приема искажениям — появлению на экране повторных изображений, сдвинутых вправо относительно основного.

Причина возникновения повторных изображений иллюстрируется на рис. 13.11. Сигнал, принятый антенной *1*, попадает по фидеру *2* на вход приемника *3*. Частично отразившись от входа приемника сигнал распространяется по фидеру в обратном направлении (в сторону антенны) и после частичного отражения от входа антенны снова попадает на вход приемника. Таким образом, повторный сигнал запаздывает по отношению к основному на время, равное удвоенному времени пробега сигнала по фидеру.

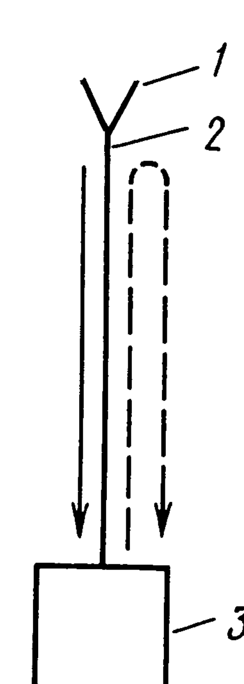


Рис. 13.11

Согласно ГОСТ 16706—79 на селекторы каналов телевизионных приемников коэффициент отражения $\rho_{пр}$ от входа приемника, предназначенного для эксплуатации в стационарных условиях, не должен превышать 0,6. При средней длине фидера из кабеля РК 75-4-11, равной 30 м, его КПД $\eta_ф$ на первом телевизионном канале ($f_{ср}=$ $=52{,}5$ МГц) составляет 0,6. При этом уровень повторного изображения не превышает на первом канале одной-двух градаций яркости, если коэффициент отражения от антенны $\rho_а$ не будет более 0,4 — 0,55, т.е. при КБВ антенны не менее 0,3—0,4. На остальных телевизионных каналах, работающих на более высоких частотах, чем первый канал, повторное изображение будет слабее в связи с уменьшением КПД фидера.

13.4. РАСЧЕТ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВХОДЕ ПРИЕМНИКА

Если фидерная линия близка к согласованию с приемником и антенной (к.б.в.>0,3÷0,4) и номинальное входное сопротивление приемника составляет 75 Ом, то напряжение на его зажимах $U_{пр}$ [мВ]

$$U_{пр}=0{,}5El_д K_U\sqrt{\eta_ф},$$

где E — напряженность поля, мВ/м; $l_д$ — действующая длина линейного полуволнового вибратора, м; K_U — коэффициент усиления антенны по напряжению; $\eta_ф$ — КПД фидерной линии.

Пример. Рассчитать напряжение на входе телевизионного приемника на несущей частоте изображения третьего телевизионного канала ($f=77{,}25$ МГц) при следующих исходных данных: для приема используется пятиэлементная антенна «волновой канал» с коэффициентом усиления $K=8$ дБ, напряженность поля $E=$ $=2$ мВ/м, фидерная линия — кабель РК 75-4-11 длиной $l=25$ м.

1. Длина волны, соответствующая несущей частоте изображения [МГц] третьего канала: $\lambda=300/f=300/77{,}25=3{,}88$ м.

2. Действующая длина линейного полуволнового вибратора: $l_д=0{,}32\lambda=0{,}32\cdot 3{,}88=1{,}24$ м.

3. Коэффициент усиления антенны $K=8$ дБ соответствует $K_U=2{,}5$.

4. КПД фидерной линии определяем из полного затухания линии. Согласно табл. 13.2 погонное затухание β кабеля РК 75-4-11 на третьем канале равно 0,094 дБ/м. Полное затухание $T=\beta l=0{,}094\cdot 25\approx 2{,}4$ дБ, что соответствует значению $\eta_ф=0{,}575$.

5. Напряжение на входе приемника

$$U_{пр}=0{,}5El_д K_U\sqrt{\eta_ф}=$$

$$=0{,}5\cdot 2\cdot 1{,}24\cdot 2{,}5\sqrt{0{,}575}\approx 2{,}4 \text{ мВ}.$$

13.5. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ АНТЕННЫ

Слабонаправленные антенны

Слабонаправленные антенны могут быть использованы для приема телевизионных передач на расстояниях до 30—40 км от телецентра при малом уровне помех и отраженных сигналов. Слабонаправленные антенны могут быть активными вибраторами направленных антенн. Основной разновидностью слабонаправленных антенн являются симметричные полуволновые вибраторы — линейный и петлевой.

Линейный вибратор (рис. 13.12, *а*) состоит из двух разделенных зазором проводников, в качестве которых могут быть использованы латунные, дюралюминовые или оцинкованные стальные трубки. На практике обычно используются трубки диаметром d от 8—10 до 20—25 мм. К мачте их крепят с помощью изоляционной пластины (гетинакс или текстолит, покрытые лаком и т. д.). Место подключения кабеля (точки *а—б*) следует закрыть от прямого попадания атмосферных осадков.

Для приема горизонтально-поляризованных волн вибратор располагают горизонтально и ориентируют так, чтобы направление на телецентр было перепендикулярно продольной оси вибратора. Для приема вертикально-поляризованных волн вибратор располагают вертикально; ориентировать его в этом случае не нужно. При горизонтальном расположении вибратора диаграмма направленности в горизонтальной плоскости — «восьмерка» (рис. 13.12, *г*), в вертикальной плоскости — окружность, при вертикальном расположении вибратора диаграмма направленности в горизонтальной плоскости — окружность, в вертикальной — «восьмерка». Входное сопротивление линейного вибратора на средней частоте 73 Ом.

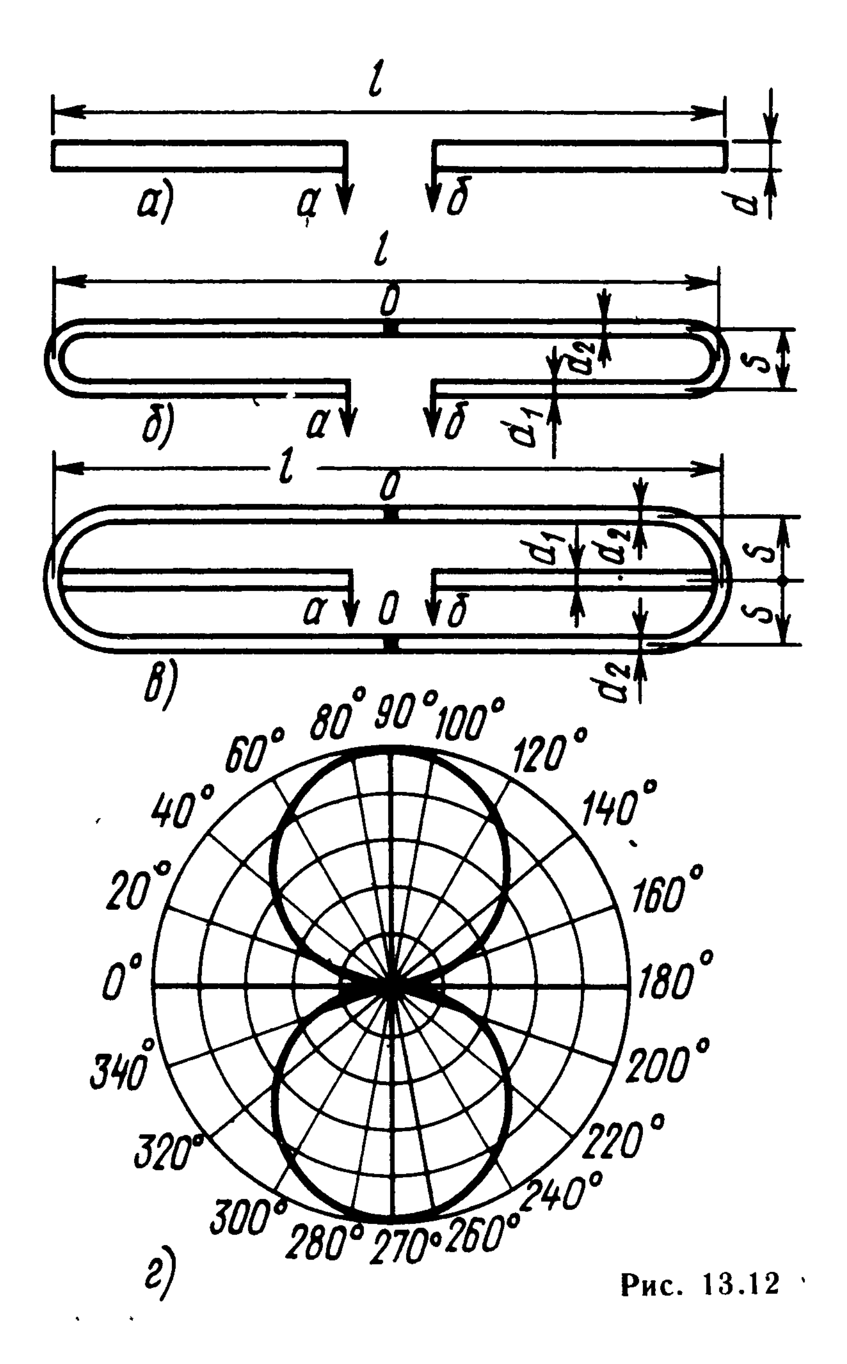


Рис. 13.12

Длина вибратора l [м]

$$l=0{,}5\lambda_{ср}(1-\delta/100),$$

где $\lambda_{ср}$ — средняя длина волны, м; δ — коэффициент укорочения, %, зависящий от отношения $\lambda_{ср}/d$ и определяемый по графику на рис. 13.13.

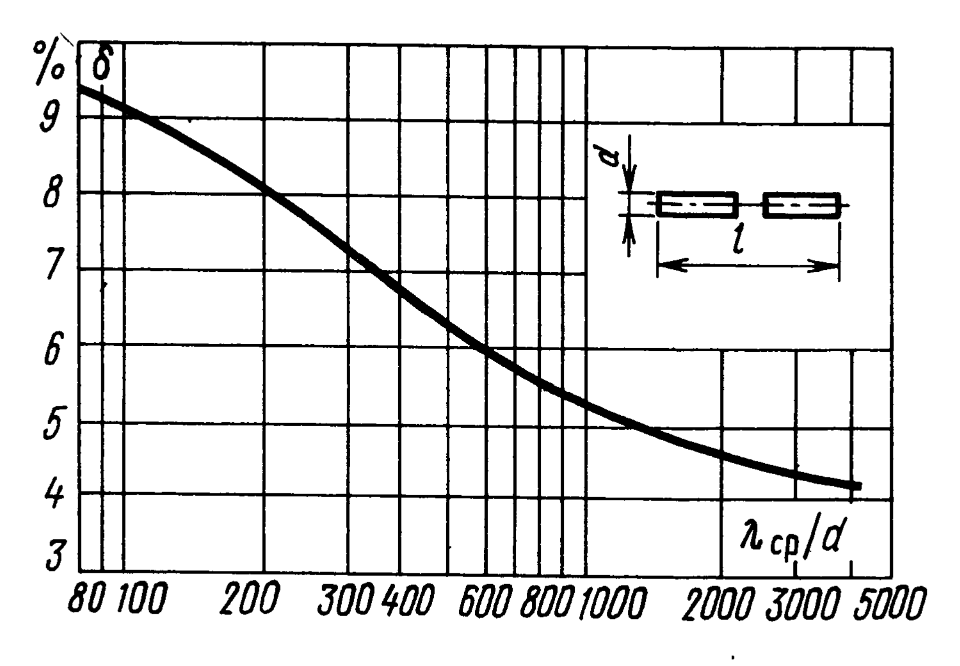


Рис. 13.13

Вибратор может быть использован для приема телевизионных передач на нескольких каналах в полосе частот до ± (20 — 25) % от средней, например на каналах 1 и 3, 3 и 5, 6 — 12. Кабель с волновым сопротивлением 75 Ом подключается через симметрирующее устройство в виде четвертьволнового мостика или волнового *U*-колена.

Петлевой вибратор (см. рис. 13.12, *б*) имеет диаграмму направленности, аналогичную диаграмме линейного вибратора. Длина петлевого вибратора рассчитывается по той же формуле, что и линейного. При расчете отношения $\lambda_{ср}/d$ под диаметром вибратора следует понимать эквивалентный диаметр $d_{экв}=\sqrt{2Sd}$. По графику на рис. 13.13 при известном отношении $\lambda_{ср}/d$ можно определить коэффициент укорочения δ.

Входное сопротивление [Ом] на средней частоте $R_{вх}=73\ n$, где n — коэффициент, зависящий от отношений d_2/d_1 (d_2 — диаметр неразрезанной, d_1 — разрезанной трубки) и S/d_2 (S — расстояние между осями трубок).

График для определения коэффициента n приведен на рис. 13.14. Как видно из графика, при равных диаметрах трубок ($d_1=d_2=d$) $n=4$ и входное сопротивление составляет 73 • 4, т. е. 292 Ом. Для увеличения или уменьшения входного сопротивления нужно соответственно увеличить или уменьшить отношение d_2/d_1. Возможность регулировки входного сопротивления в широких пределах подбором диаметра трубок — важное свойство петлевого вибратора, позволяющее улучшить согласование многоэлементных

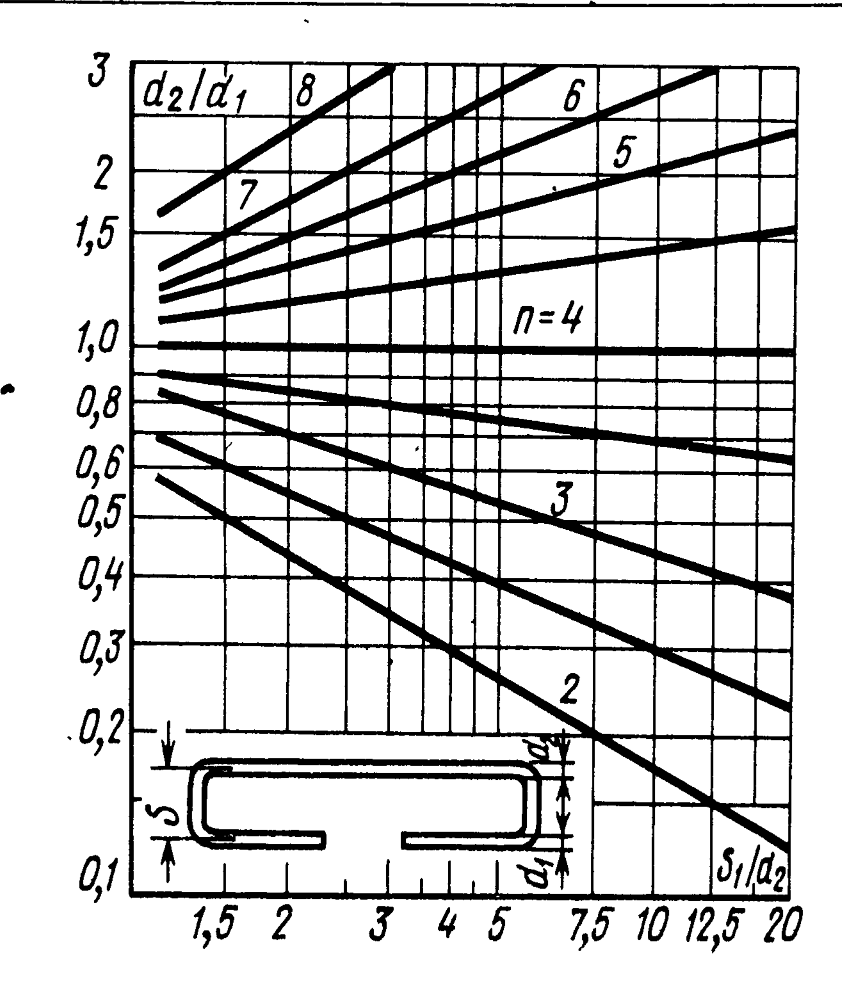


Рис. 13.14

направленных антенн «волновой канал», в которых петлевой вибратор используется в качестве активного элемента.

Петлевой вибратор изготавливают из трубок того же диаметра, что и линейный вибратор. Расстояние S принимают равным 80 — 120 мм для каналов 1 — 12 и 40 — 60 мм для каналов 21 — 41. Крепится петлевой вибратор к любой мачте, металлической или деревянной, без изоляторов (например, с помощью металлической скобы или хомута) в точке нулевого потенциала (точка *0* на рис. 13.12, *б*). Кабель с волновым сопротивлением 75 Ом подключается через согласующе-симметрирующее устройство в виде полуволнового *U*-колена или проволочного трансформатора.

Рабочая полоса частот петлевого вибратора составляет ± (25 — 30) % средней частоты.

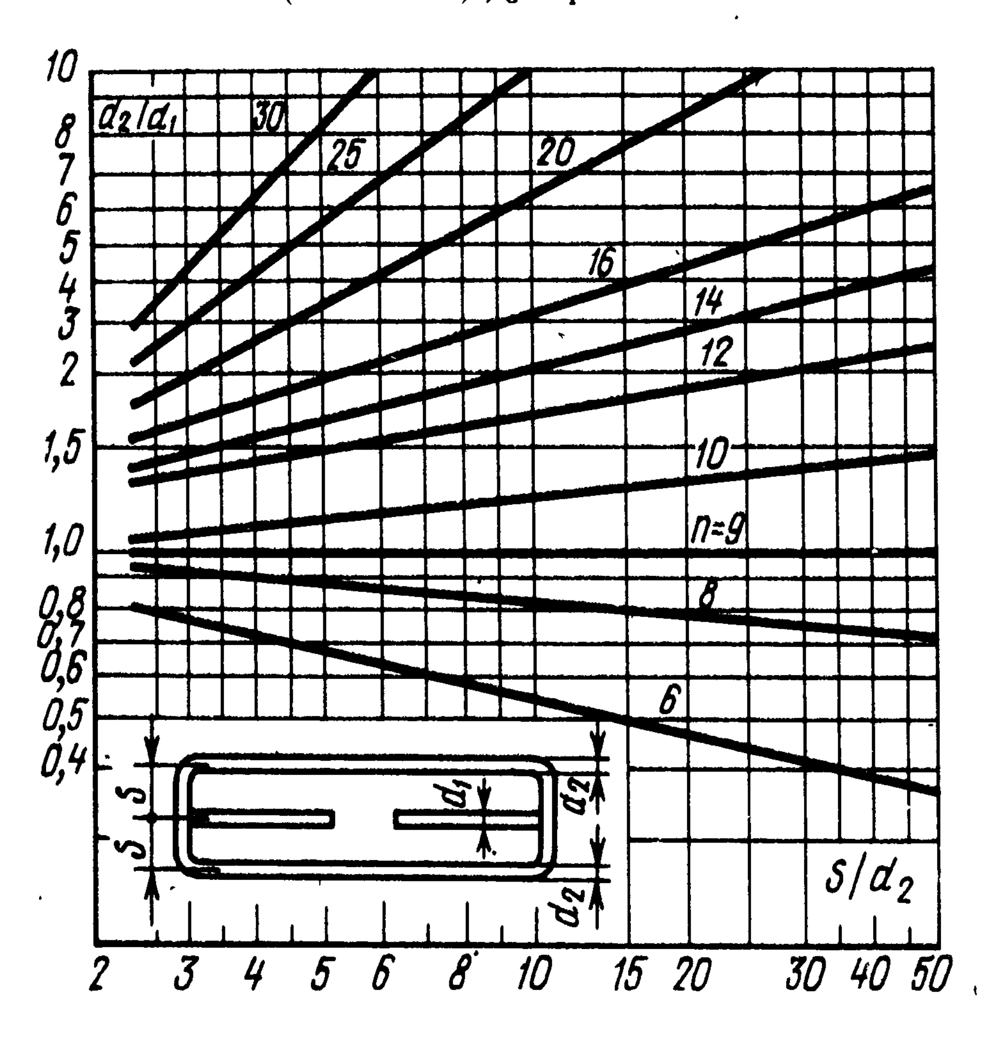


Рис. 13.15

Двойной петлевой вибратор (см. рис. 13.12, *в*) по конструктивным особенностям и свойствам аналогичен простому петлевому. Исключение составляет входное сопротивление, которое у двойного петлевого вибратора выше. Коэффициент n в формуле для входного сопротивления определяется по графику на рис. 13.15: при равенстве диаметров всех трубок $n=9$ и входное сопротивление составляет 73 • 9, т. е. 657 Ом. Меняя отношение диаметров трубок, можно увеличить или уменьшить входное сопротивление.

Двойной петлевой вибратор применяется в основном как активный элемент многоэлементных направленных антенн.

Веерный вибратор (рис. 13.16) обеспечивает прием телевизионных передач на каналах с 1-го

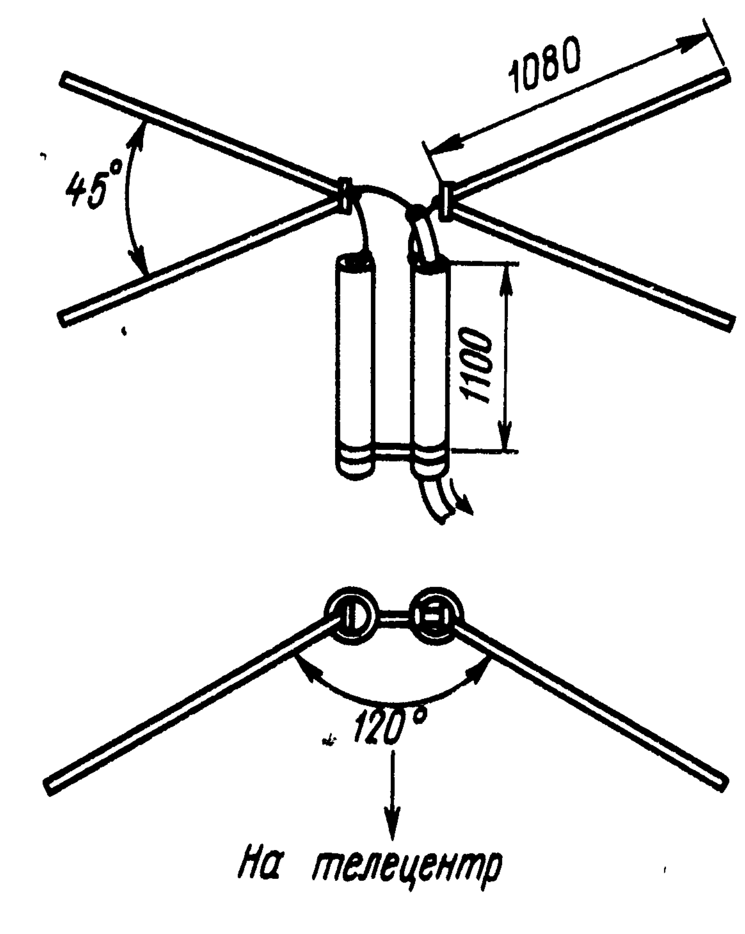


Рис. 13.16

по 12-й. Длина вибратора составляет примерно $\lambda/2$ на средней частоте каналов 1 — 5 ($f_{ср}=72$ МГц) и $3\lambda/2$ на средней частоте каналов 6 — 12 ($f_{ср}=202$ МГц). Плечи вибратора располагают под углом 120° в горизонтальной плоскости, что позволяет устранить провал в главном лепестке диаграммы направленности на каналах 6 — 12. По типу веерного вибратора построена промышленная двенадцатиканальная антенна ТАИ-12, которая может быть использована на расстоянии до 40 — 50 км от телецентра.

Симметрирование антенн

Симметрирующие устройства устраняют затекание токов радиочастоты на внешнюю поверхность наружного проводника (оплетки) коаксиального кабеля. Подключать коаксиальный кабель к симметричной телевизионной антенне без симметрирующего устройства нельзя, так как это приводит к искажению диаграммы направленности антенны и снижению помехоустойчивости приема. Если входное сопротивление антенны отличается от волнового сопротивления кабеля, то симметрирующее устройство может одновременно быть и согласующим. Такие устройства называют симметрирующе-согласующими.

На рис. 13.17, *а—в* показаны конструкции симметрирующих устройств, применяемых для подключения кабелей с волновым сопротивлением 75 Ом к полуволновым линейным вибраторам.

Четвертьволновый мостик (рис. 13.17,*а*) представляет собой двухпроводную короткозамкнутую линию длиной $\lambda_{ср}/4$, подключенную к зажимам вибратора. Мостик состоит из двух трубок *1*, изолятора *2* и короткозамыкающей перемычки *3*. Через одну из трубок (например, правую) протягивается кабель снижения *4*. Наружный проводник (оплетка) подключается к правой трубке вибратора и правой трубке мостика, центральный проводник — к левой трубке вибратора.

Четвертьволновый мостик на отрезках коаксиальных кабелей (рис. 13.17, *б*) имеет очень простую конструкцию и по параметрам не уступает мостику, изготовленному из трубок. Роль трубок мостика играют оплетки кабелей. Оплетка кабеля снижения *1* с волновым сопротивлением 75 Ом припаивается к одной трубке вибратора, оплетка кабеля *2* с тем же волновым сопротивлением — к другой. Центральный проводник кабеля *1* припаивается к той же трубке вибратора, к которой припаяна оплетка кабеля *2*. На расстоянии $\lambda_{ср}/4$ от вибратора оплетки кабелей *1* и *2* припаивают друг к другу, образуя четвертьволновый короткозамкнутый мостик. Центральные проводники кабеля *2* на обоих его концах нужно срезать заподлицо и оставить разомкнутыми. Для того чтобы кабели *1* и *2* были параллельны, между ними следует установить изоляционные распорки либо закрепить кабель на изоляционной пластине.

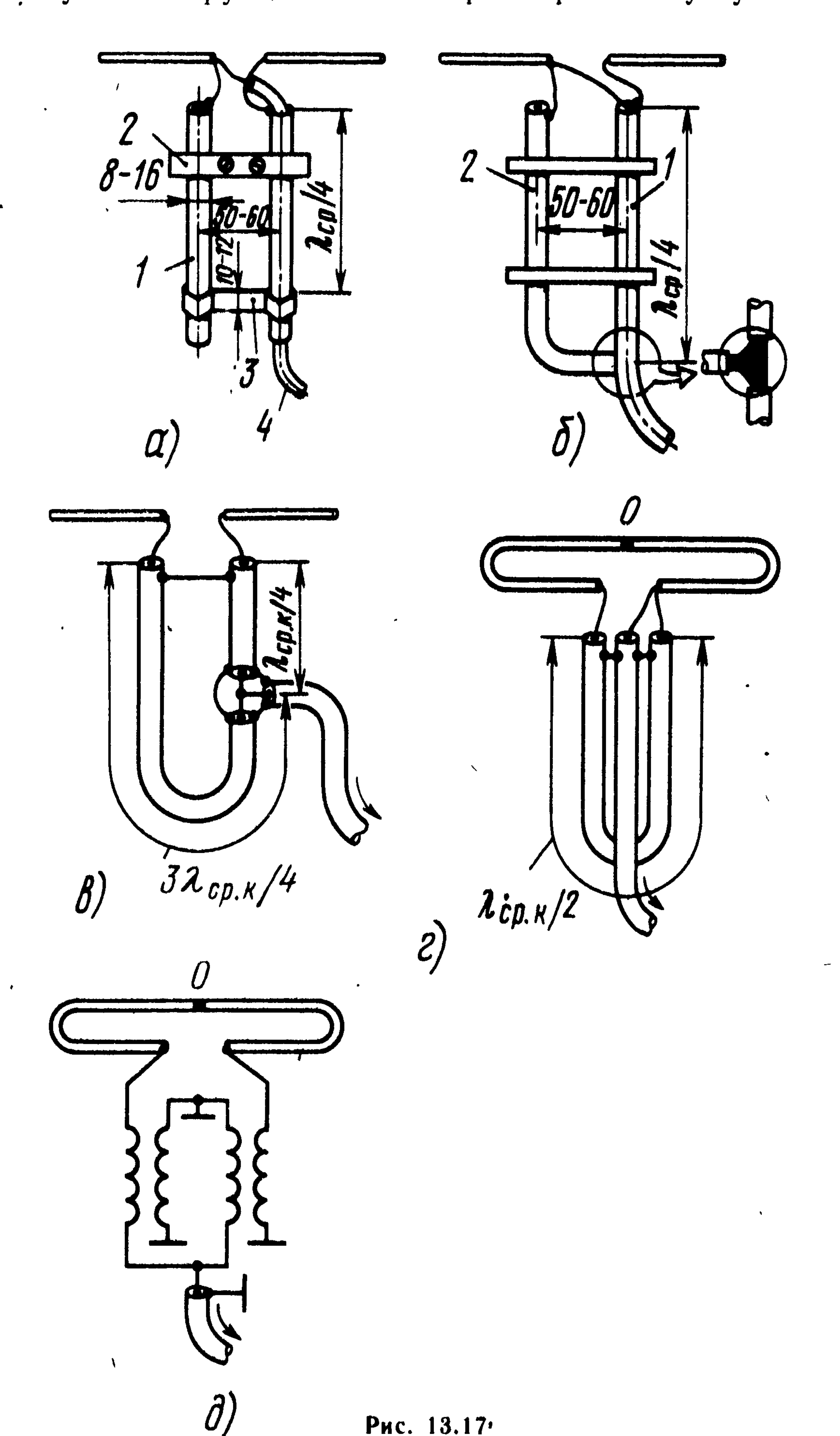


Рис. 13.17

Рабочая полоса частот мостиков из трубок или коаксиальных кабелей составляет $\pm(20-25)\%$ средней частоты, однако при необходимости мостики допустимо использовать в полосе частот до $\pm(30-35)\%$. В качестве расчетной длины волны $\lambda_{ср}$ следует принять среднюю длину волны той группы каналов, на которых мостик должен работать. Такие мостики используются в качестве симметрирующих устройств, например, к веерному вибратору (см. рис. 13.16). Длина мостика веерного вибратора составляет примерно $\lambda_{ср}/4$ на средней частоте каналов 1 — 5 и $3\lambda_{ср}/4$ на средней частоте каналов 6 — 12.

Волновое *U*-колено из коаксиального кабеля (см. рис. 13.17,*в*) состоит из двух отрезков кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом длиной соответственно $\lambda_{ср.к}/4$ и $3\lambda_{ср.к}/4$, где $\lambda_{ср.к}$ — средняя длина волны в кабеле. Выдерживать определенное расстояние между кабелями не нужно (их можно связать). Рабочая полоса частот составляет $\pm(12-15)\%$ средней частоты.

На рис. 13.17, *г,д* показаны конструкции симметрирующе-согласующих устройств, применяемых для подключения кабелей с волновым сопротивлением 75 Ом к полуволновым петлевым вибраторам.

Полуволновое *U*-колено (см. рис. 13.17, *г*) представляет собой отрезок коаксиального кабеля длиной $\lambda_{ср.к}/2$. Можно использовать кабель с волновым сопротивлением 75 или 50 Ом. *U*-колено является одновременно симметрирующим устройством и трансформатором сопротивлений: оно преобразует входное сопротивление петлевого вибратора 292 Ом в сопротивление 73 Ом, что обеспечивает хорошее согласование вибратора с фидером. Оплетки кабеля *U*-колена нужно спаять между собой, а также с оплеткой фидера. Рабочая полоса частот составляет $\pm 20\%$ средней частоты.

Проволочный трансформатор (рис. 13.17, *д*) — широкополосное согласующе-симметрирующее устройство, которое может быть использовано на каналах с 1-го по 12-й. Трансформатор преобразует входное сопротивление антенны, равное 292 Ом, в сопротивление 73 Ом. Четыре катушки трансформатора намотаны попарно на двух каркасах ∅ 6 — 8 мм. Каждая катушка содержит по 12 витков ПЭЛШО 0,3 (24 витка на каждом каркасе). Намотка — сплошная, в два провода. Расстояние между каркасами 15 — 20 мм. Монтаж выполняется на металлической плате, к которой припаиваются оплетка фидера и концы обмоток, как показано на схеме.

Антенны «волновой канал»

Антенна «волновой канал» (рис. 13.18) — простая по конструкции высокоэффективная направленная антенна, которая может быть использована практически во всей зоне обслуживания телевизионным вещанием. Антенна состоит из активного полуволнового вибратора *1* (обычно петлевого), рефлектора *2* и нескольких директоров *3*, укрепленных на несущей стреле *4* с помощью скоб *5* или сварки. Стрела с вибраторами (антенное полотно) устанавливается на мачте *9*. Подключение кабеля *6* с волновым сопротивлением 75 Ом и симметрирующе-согласующего *U*-колена *7* к активному вибратору *1* осуществляется по схеме рис. 13.17, *г* с помощью монтажной коробки *8*. Активный вибратор, рефлектор и директоры называют элементами антенны. Для приема горизонтально-поляризованных волн антенное полотно располагают горизонтально (параллельно земле), вертикально-поляризованных волн — вертикально (перпендикулярно земле).

Рабочая полоса частот антенны составляет ±(10 — 15)% средней частоты. Коэффициент усиления возрастает при увеличении числа элементов.

Рекомендуется применять следующие виды антенн: для приема сигналов телецентров на каналах 1—5 при расстояниях 50 — 60 км — трехэлементные, 60 — 80 км — пяти-и семиэлементные, на каналах 6 — 12 при расстояниях 40 — 50 км — трехэлементные, 50 — 70 км — пяти- и семиэлементные, 70 — 80 км — одиннадцатиэлементные. При приеме сигналов телевизионных ретрансляторов мощностью 1 Вт (ТРСН, РПТН) целесообразно применять пяти- или семиэлементные антенны на каналах 1 — 5 и семи- или одиннадцатиэлементные антенны на каналах 6 — 12, а ретрансляторов мощностью 100 Вт (ТРСА, РЦТА) — трех- или пятиэлементные антенны на расстояниях до 15 — 20 км, семи- и одиннадцатиэлементные на расстояниях до 30 — 40 км.

Расположение вибратора трех-, пяти-, семи- и одиннадцатиэлементных антенн на каналы 1 — 12 показано на рис. 13.19. Размеры и электрические параметры антенн приведены в табл. 13.3 — 13.6. В указанных таблицах l_U — длина полуволнового *U*-колена; *K* — коэффициент усиления;

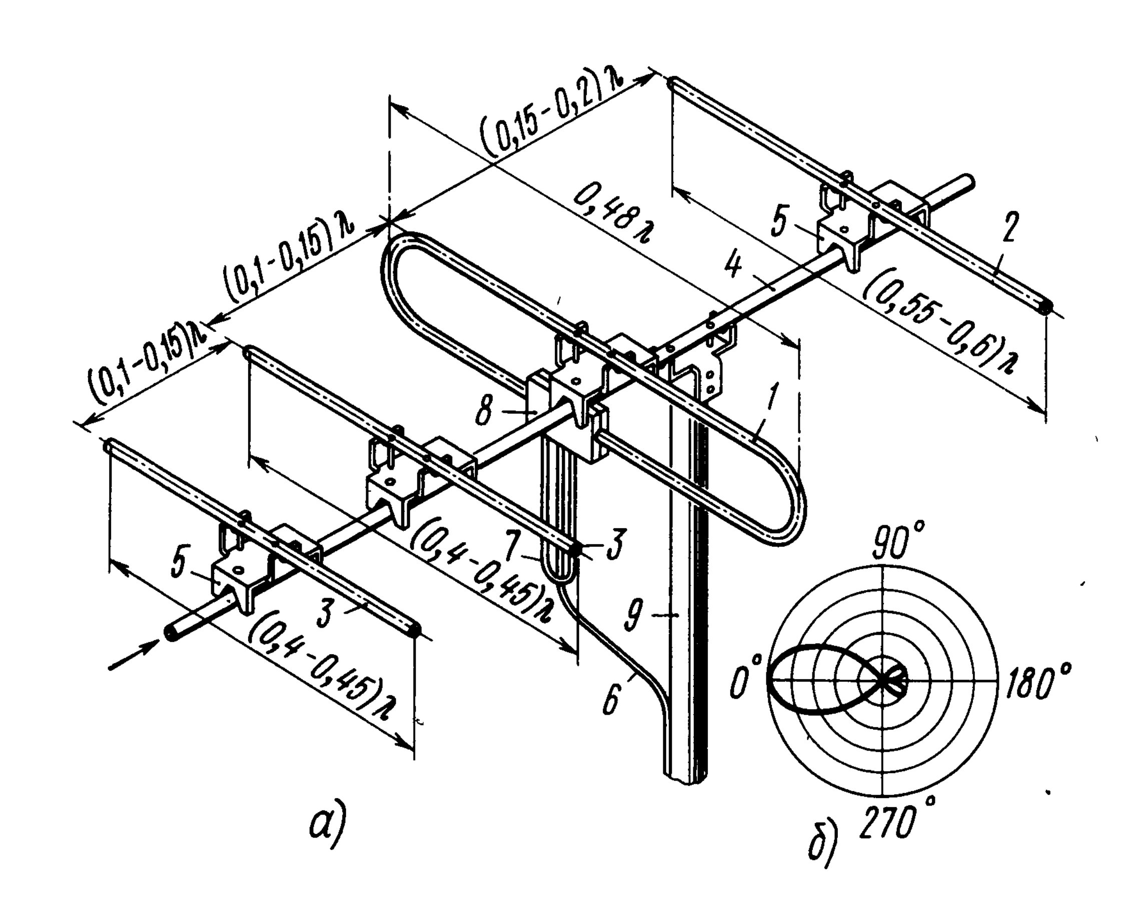


Рис. 13.18

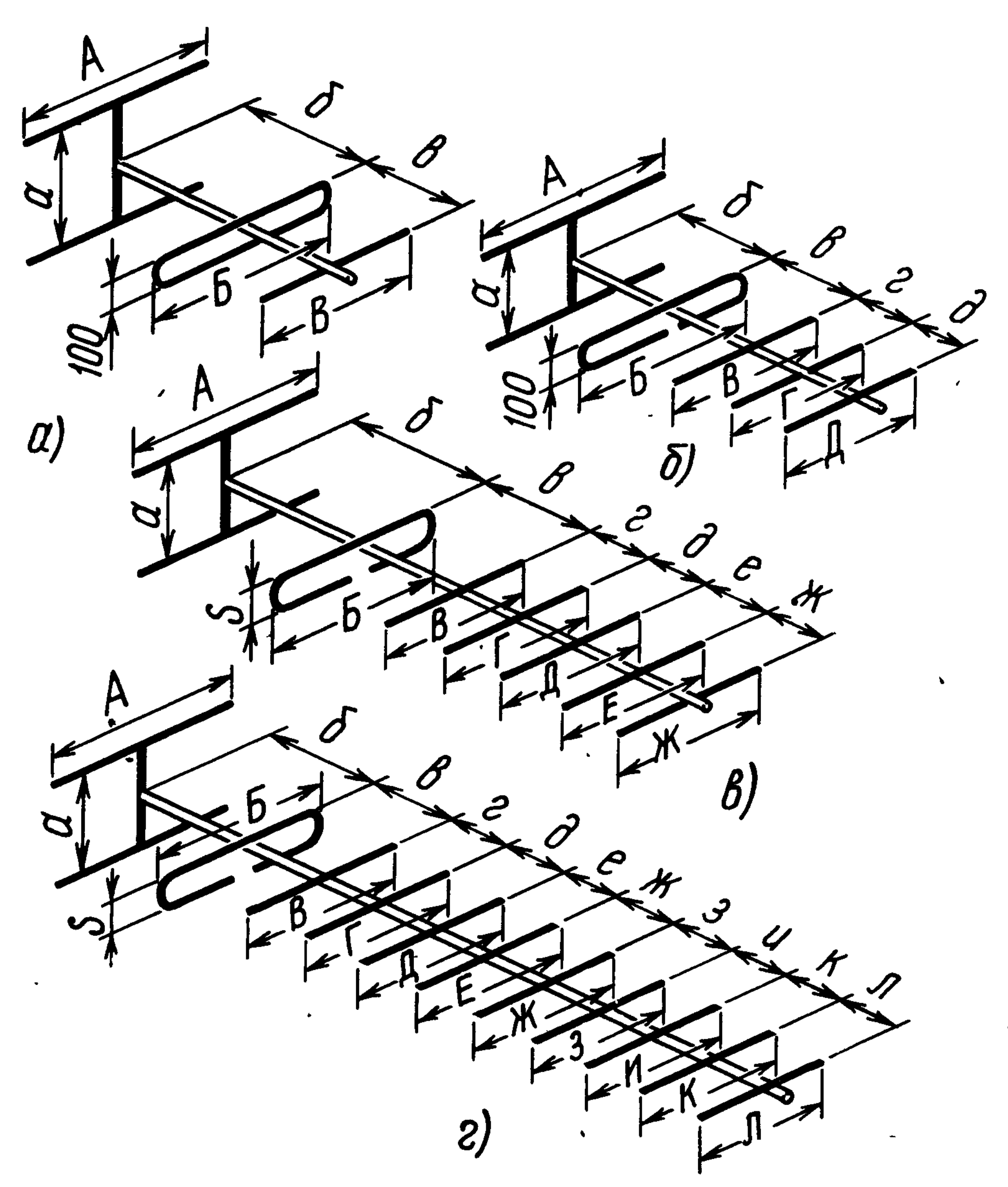


Рис. 13.19

Таблица 13.3. **Размеры и электрические параметры трехэлементных антенн «волновой канал» (см. рис. 13.19, *а*)**

Размер, мм, и параметр	Номер телевизионного канала													Радиовещание на УКВ	Диапазон для связи на УКВ 2м
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	6—12		
А	3040	2580	2000	1820	1660	900	860	825	795	765	730	705	830	2300	1100
Б	2710	2300	1780	1620	1480	795	765	735	705	680	650	730	640	2050	980
В	2360	2000	1550	1410	1290	695	665	640	615	590	570	550	620	1800	930
а	800	800	800	800	800	550	550	550	550	550	550	550	550	800	550
б	880	750	580	530	480	260	250	240	230	225	215	205	275	675	295
в	595	505	390	325	175	170	165	155	150	145	140	110	455	195	195
l_U	1900	1600	1240	1120	1030	555	530	510	490	470	450	430	490	1410	680
K, дБ	5,0	5,0	5,5	5,5	5,5	6,5	6,7	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	4,5	5,0	6,5
φ°	66	66	64	64	64	60	60	60	60	60	60	60	68	66	60
γ, дБ	—15	—15	—15	—15	—15	—17	—17	—17	—17	—17	—17	—17	—14	—15	—17

Таблица 13.4. **Размеры и электрические параметры пятиэлементных антенн «волновой канал» (см. рис. 13.19, *б*)**

Размер, мм, и параметр	Номер телевизионного канала													Радиовещание на УКВ	Диапазон для связи на УКВ 2 м
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	6—12		
А	3150	2660	2035	1830	1680	915	880	840	810	780	750	720	830	2400	1120
Б	2780	2350	1800	1620	1490	810	780	740	715	690	660	635	630	2100	1100
В	2520	2135	1630	1470	1350	730	705	670	650	625	600	575	620	1920	910
Г	2510	2125	1620	1460	1340	725	700	665	645	620	595	570	580	1910	890
Д	2450	2070	1580	1420	1300	710	680	650	625	600	585	550	550	1860	870
а	800	800	800	800	800	550	550	550	550	550	550	550	550	800	550
б	1210	1040	780	700	645	350	340	325	310	295	285	270	275	940	430
в	735	625	475	425	390	215	205	195	190	180	175	170	110	560	265
г	705	595	455	410	375	205	195	190	180	175	170	160	220	530	250
д	750	630	480	430	395	215	205	195	190	180	175	170	345	570	265
l_U	1900	1600	1240	1120	1030	555	530	510	490	470	450	430	490	1410	680
К, дБ	8,0	8,0	8,5	8,5	8,5	9,0	9,0	9,0	9,0	9,0	9,0	9,0	6,5	8,0	8,5
φ	54	54	52	52	52	48	48	48	48	48	48	48	56	54	52
γ, дБ	—16	—16	—16	—16	—16	—18	—18	—18	—18	—18	—18	—18	—14	—16	—16

Таблица 13.5. **Размеры и электрические параметры семиэлементных антенн «волновой канал» (см. рис. 13.19, *в*)**

Размер, мм, и параметр	Номер телевизионного канала												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	6—12
А	3220	2730	2120	1920	1760	925	885	850	815	785	755	730	830
Б	2760	2340	1810	1650	1510	710	680	650	625	600	580	560	665
В	2200	1870	1450	1320	1200	700	670	640	620	595	570	555	630
Г	2180	1850	1430	1300	1190	655	625	600	575	555	535	515	590
Д	2160	1830	1415	1290	1180	620	595	570	545	525	505	485	555
Е	2130	1810	1400	1270	1160	565	540	520	500	480	460	445	515
Ж	2105	1790	1380	1260	1150	520	500	480	460	440	425	410	470
а	800	800	800	800	800	550	550	550	550	550	550	550	550
б	1080	910	710	645	590	310	295	285	275	265	255	245	260
в	415	350	275	250	225	125	120	115	110	105	100	95	110
г	810	685	530	485	445	245	235	225	215	205	200	190	220
д	845	715	560	505	460	385	370	355	340	325	315	305	345
е	870	735	570	520	475	400	385	370	350	330	325	320	365
ж	905	765	595	540	495	425	405	300	375	360	345	335	385
S	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
l_U	1900	1600	1240	1120	1030	555	530	510	490	470	450	430	490
К, дБ	9,5	9,5	10,0	10,0	10,0	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5	8,0
φ°	48	48	46	46	46	44	44	44	44	44	44	44	44
γ, дБ	—18	—18	—18	—18	—18	—20	—20	—20	—20	—20	—20	—20	—20

Таблица 13.6. **Размеры и электрические параметры одиннадцатиэлементных антенн «волновой канал» (см. рис. 13.19, *г*)**

Размер, мм, и параметр	Номер телевизионного канала							
	6	7	8	9	10	11	12	6—12
А	850	810	780	750	720	695	670	830
Б	740	710	680	655	630	605	580	665
В	730	700	670	645	620	595	570	630
Г	700	670	640	615	590	570	550	590
Д	690	660	635	610	585	565	545	555
Е	680	650	625	600	575	555	535	515
Ж	670	640	615	590	565	545	525	470
З	645	620	590	570	550	530	510	445
И	645	620	590	570	550	530	510	420
К	645	620	590	570	550	530	510	405
Л	645	620	590	570	550	530	510	395
а	550	550	550	550	550	550	550	550

Продолжение табл. 13.6

Размер, мм, и параметр	Номер телевизионного канала							
	6	7	8	9	10	11	12	6—12
б	420	400	385	370	170	340	325	260
в	210	195	185	180	170	165	160	110
г	385	370	355	340	325	305	305	220
д	510	490	470	450	430	415	400	345
е	315	305	290	280	270	260	250	364
ж	425	405	390	375	360	345	330	385
з	360	345	335	320	425	295	285	405
и	505	480	460	445	305	410	395	425
к	415	395	380	365	425	335	320	450
л	435	420	400	385	350	355	340	480
S	100	100	100	100	370	100	100	100
l_U	555	530	510	490	100	450	430	490
К, дБ	12,0	12,0	12,0	12,0	12,0	12,0	12,0	9,0
φ°	38	38	38	38	38	38	38	42
γ, дБ	—22	—22	—22	—22	—22	—22	—22	—18

φ — ширина главного лепестка диаграммы направленности; γ — уровень побочных лепестков. В этих же таблицах указаны размеры и параметры антенн «волновой канал» для приема радиовещательных передач на УКВ и любительской связи в диапазоне 2 м.

Вибраторы антенн изготовляют из трубок диаметром от 14 до 25 мм для каналов 1—5 и от 8 до 16 мм для каналов 6—12, несущую стрелу — из трубок ∅ 30—35 мм для каналов 1—5 и 18—22 мм для каналов 6—12. Мачта может быть изготовлена из трубки ∅ 40—50 мм со стенкой 3—4 мм или деревянного бруса 60×60 мм. Крепить мачту лучше всего в центре тяжести антенного полотна. При значительном прогибе несущей стрелы можно установить подкосы между концами стрелы и мачтой.

Для приема телевизионных передач на дециметровых волнах (каналы 21—41) целесообразно во всех случаях использовать направленные антенны с высоким коэффициентом усиления, так как из-за малой действующей длины активного вибратора и повышенного затухания в кабеле напряжение на входе приемника на этих каналах меньше, чем в метровом диапазоне на каналах 1—12. На рис. 13.20 приведены основные размеры выпускаемой промышленностью многоэлементной антенны АТИГ-5.2.21-41.2, рассчитанной на каналы 21—41. Активным вибратором является петлевой вибратор специально подобранной формы, которая обеспечивает хорошее согласование антенны с кабелем. В качестве симметрирующе-согласующего устройства может быть применено полуволновое U-колено (отрезок кабеля длиной 185 мм). Кабель снижения — с волновым сопротивлением 75 Ом. Коэффициент усиления 10 дБ.

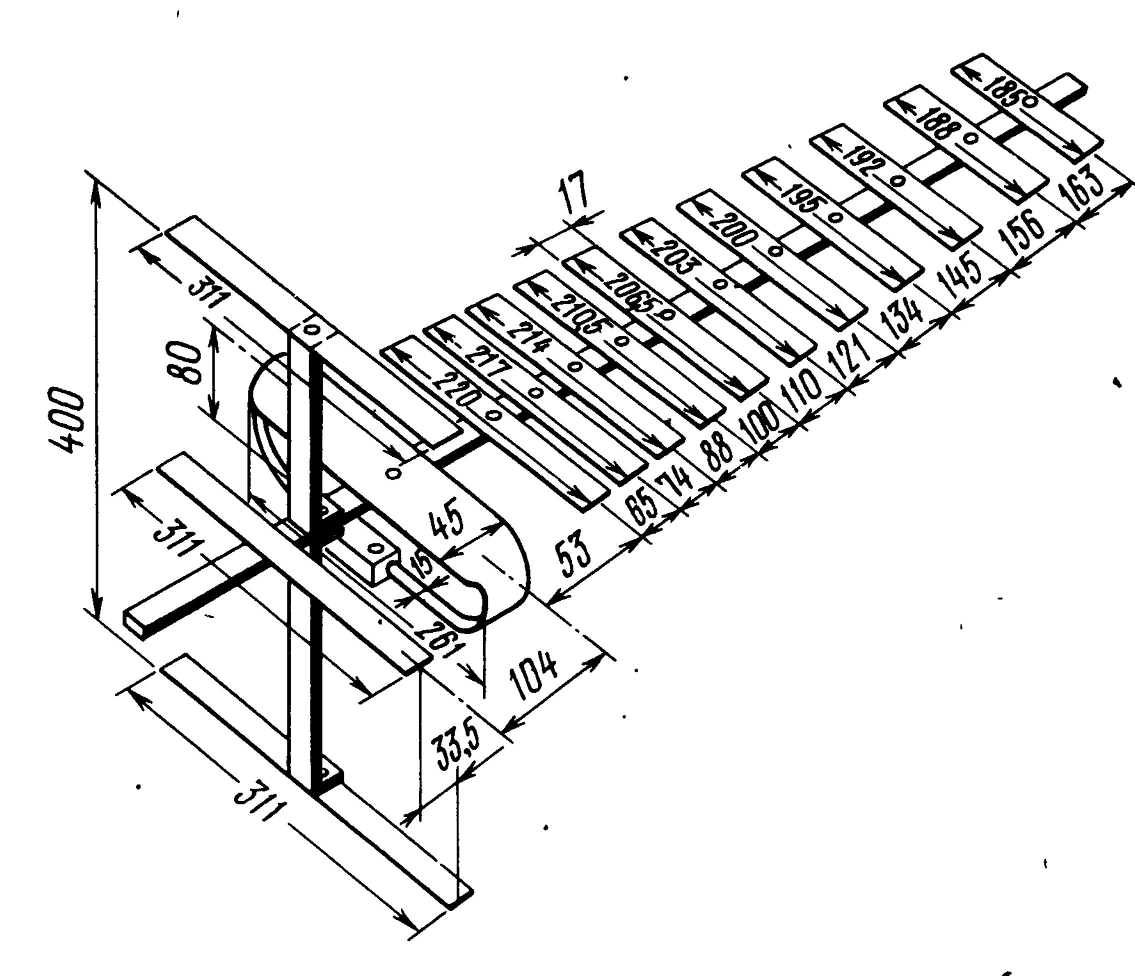


Рис. 13.20

Многоканальные антенны

Полоса пропускания антенны «волновой канал» может быть расширена до ± (25—30) % за счет некоторого снижения коэффициента усиления. Достигается это специальным выбором размеров антенны. На рис. 13.21 показаны антенны «волновой канал» с расширенной полосой пропускания, предназначенные для приема телевизионных передач на любых двух каналах с 1-го по 5-й при любых практически встречающихся сочетаниях каналов. Антенна на рис. 13.21, *а* используется для приема при следующих сочетаниях каналов: 1 и 3, 1 и 4, 2 и 4, 2 и 5. Размеры антенны для каждого из этих сочетаний каналов приведены в табл. 13.7. На рис. 13.21, *б* показаны раз-

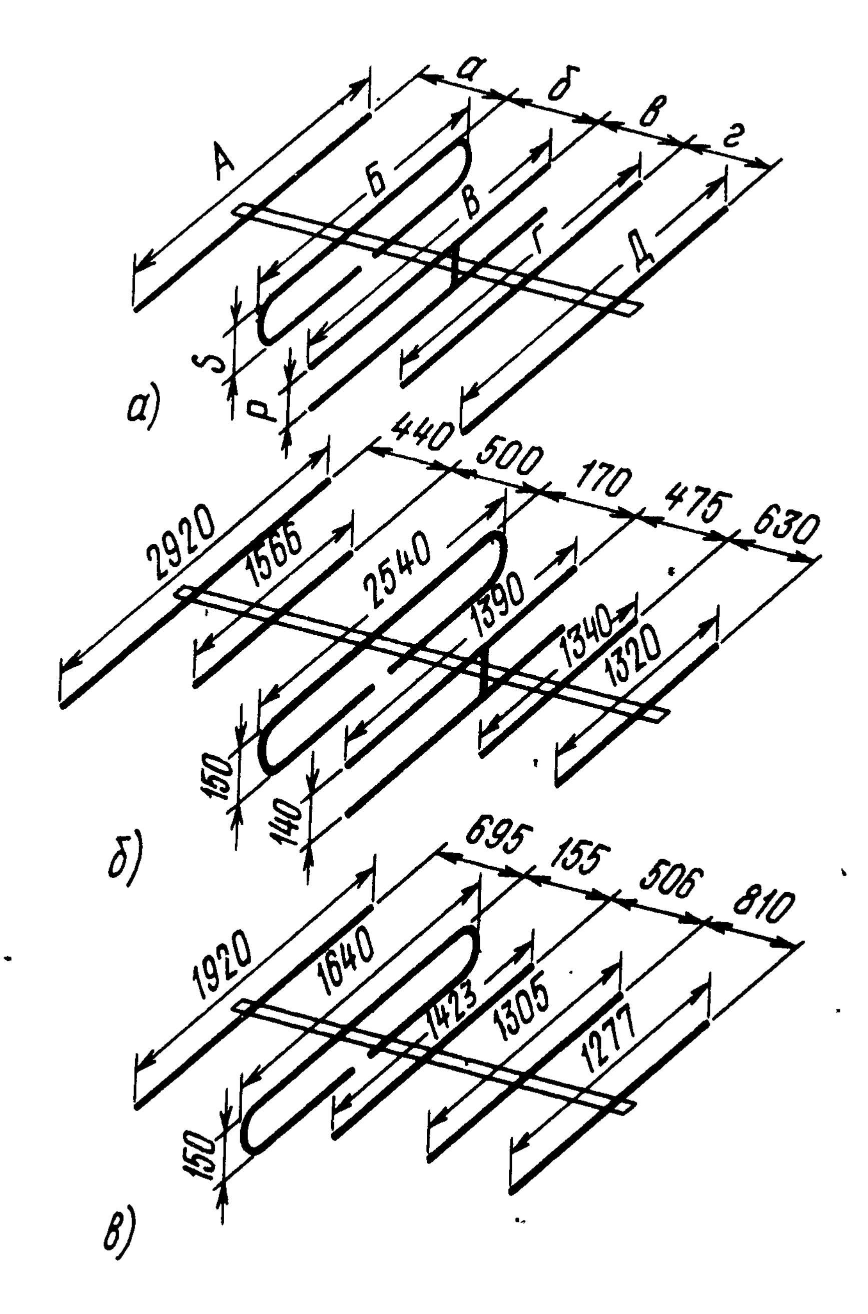


Рис. 13.21

Таблица 13.7. **Размеры и электрические параметры многоканальных антенн (см. рис. 13.21, *а*)**

Размер, мм	Номер телевизионного канала			
	1 и 3	1 и 4	2 и 3	2 и 4
А	3045	2945	2780	2560
Б	2540	2540	2315	2130
В	1670	1515	1525	1405
Г	1540	1460	1410	1295
Д	1490	1440	1385	1255
а	940	940	860	790
б	215	190	197	180
в	580	690	530	487
г	670	710	612	563
S	150	150	150	150
r	140	140	140	140

меры антенны на каналы 1 и 5, на рис. 13.21, *в* — на каналы 3 и 5. Коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом подключается к петлевым вибраторам этих антенн с помощью широкополосного проволочного симметрирующе-согласующего устройства в соответствии с рис. 13.17, *д*. Антенны на каналы 1 и 3, 1 и 4, 2 и 5 имеют коэффициент усиления 4 дБ, уровень побочных лепестков — от —12 до —20 дБ, КБВ — от 0,5 до 0,8. Антенна на каналы 3 и 5 имеет коэффициент усиления 7 дБ, уровень побочных лепестков — от —14 до —24 дБ, КБВ — от 0,5 до 0,85. Диаметр трубок, из которых изготавливаются вибраторы, — от 16 до 22 мм.

Диапазонные антенны

Антенна ИТА-12 — широкополосная антенна, обеспечивающая прием сигналов многопрограммных телецентров при любом сочетании каналов с 1-го по 12-й. Состоит из двух активных вибраторов, один из которых служит рефлектором. Питание вибраторов осуществляется через делитель мощности (направленный ответвитель). Плечи вибраторов расположены под углом 120°. Коэффициент усиления — около 2 дБ, уровень побочных лепестков — от —10 до —14 дБ, КБВ — от 0,5 до 0,7. Благодаря направленным свойствам обеспечивается снижение уровня помех и повторных сигналов на входе приемника.

Зигзагообразная проволочная антенна — простая по конструкции широкополосная антенна. Работает в двукратной полосе частот и обеспечивает прием сигналов многопрограммных телецентров в зоне их действия при любых сочетаниях каналов с 1-го по 5-й или с 6-го по 12-й.

Рис. 13.22

Конструкция и размеры антенны на каналы с 1-го по 5-й показаны на рис. 13.22. К деревянной стойке *1* крепят две поперечные рейки *2*. В верхней и нижней частях стойки устанавливают металлические планки *3*. Такие же планки *4*, но через изоляционные прокладки *5* крепят на концах реек. На стойке между рейками размещают изоляционную пластину *6*, на которой укреплены две металлические планки *7*. Провода ∅2—3 мм либо антенный канатик припаивают к металлическим планкам *3*, *4* и *7*. Кабель снижения с волновым сопротивлением 75 Ом крепят к нижней планке *3*, являющейся точкой нулевого потенциала. Кабель укладывают вдоль двух сторон внутреннего провода нижней рамки и припаивают к планкам *7* (оплетку — к левой планке, центральный проводник — к правой).

Размеры антенны на каналы 6—12 можно рассчитать, разделив все размеры, указанные на рис. 13.22, на коэффициент 2,8, равный отношению средних частот каналов с 6-го по 12-й ($f_{ср}$=202 МГц) и с 1-го по 5-й ($f_{ср}$=72 МГц). Коэффициент усиления антенны — около 5 дБ, КБВ 0,5—0,8. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости — симметричная типа «восьмерка». При ориентировании плоскость рамок устанавливается перпендикулярно направлению на телецентр. Поляризация — горизонтальная.

Логопериодическая антенна — широкополосная направленная антенна, работающая в десятикратном и более широком диапазоне волн. По коэффициенту усиления антенна эквивалентна трех-четырехэлементной антенне «волновой канал». Может быть использована для приема сигналов многопрограммных телецентров при любых сочетаниях каналов метровых и дециметровых волн (каналы 1—41).

Один из простых вариантов антенны показан на рис. 13.23. Антенна состоит из ряда параллельных вибраторов, подключенных к двухпроводной линии с последовательной переполюсовкой точек питания вибраторов. Длины вибраторов и расстояния между ними убывают в геометрической прогрессии в направлении к точкам подключения фидера. Позади самого длинного вибратора устанавливают короткозамыкающую перемычку, улучшающую согласование антенны с фидером и обеспечивающую симметрирование. Кабель

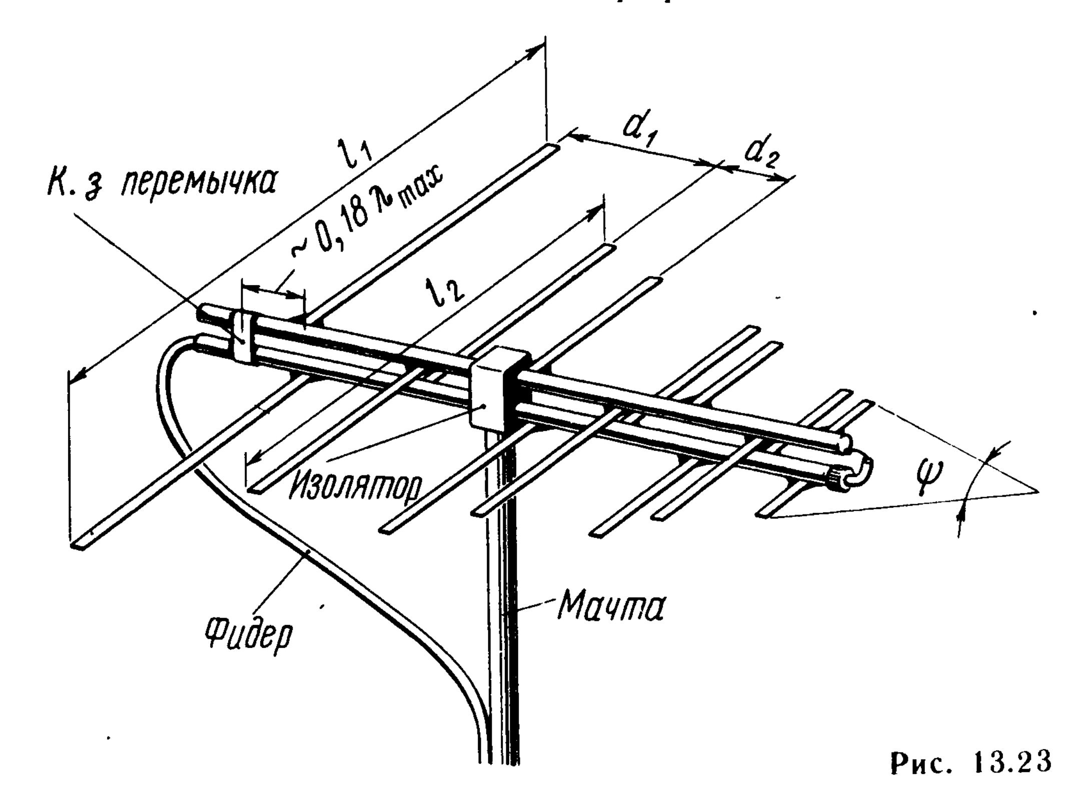


Рис. 13.23

пропускают внутри одной из трубок двухпроводной линии и припаивают со стороны самого короткого вибратора, как показано на рис. 13.23.

Характеристики антенны зависят от знаменателя геометрической прогрессии τ, характеризующего скорость убывания длин вибраторов и расстояний между ними, и угла ψ при вершине треугольника, в который вписаны вибраторы. Чем ближе τ к единице и чем меньше ψ, тем больше коэффициент усиления антенны, однако при этом возрастают ее габариты и масса. На практике принимают обычно $\tau=0{,}8\div0{,}9$ и $\psi=30\div\div40°$, что позволяет получить достаточно высокий коэффициент усиления при относительно небольших габаритах и массе.

При выбранных τ и ψ размеры антенны можно определить графически исходя из λ_{max} и λ_{min} — максимальной и минимальной длин волн рабочей полосы частот. Сначала следует определить длину l_1 первого (наибольшего) вибратора, которая должна составлять $0{,}55\,\lambda_{max}$, после чего начертить равнобедренный треугольник с основанием, равным длине первого вибратора в уменьшенном масштабе (например, 1 : 20 или 1 : 50), и выбранным углом ψ при вершине. В дальнейшем все построения и расчеты следует выполнять с учетом этого же масштаба. Второй вибратор располагают на расстоянии $d_1=(0{,}15\div0{,}18)\,\lambda_{max}$. Длина его l_2 равна длине отрезка прямой, проведенной параллельно основанию на расстоянии d_1. Третий вибратор располагают на расстоянии $d_2=d_1\tau$ от второго, а длина его l_3 равна длине отрезка прямой, проведенной на этом расстоянии от второго вибратора. Аналогично определяется длина четвертого вибратора, расположенного на расстоянии $d_3=d_2\tau$ от третьего, и т. д. Последним является вибратор, длина которого будет меньше $0{,}45\,\lambda_{min}$.

На рис. 13.24, *а* показаны размеры антенны на каналы 1—12, на рис. 13.24, *б* — на каналы 1—5, на рис. 13.24,*в* — на каналы 6—12. Пользуясь описанной методикой, можно рассчитать антенну на каналы 1—41, а также для другой требуемой полосы частот.

Коэффициент усиления антенны 6—7 дБ, уровень побочных лепестков — от —12 до —14 дБ, КБВ — более 0,5. Диаметр трубок двухпроводной линии 22 мм, расстояние между центрами 32 мм, диаметр вибраторов 12 — 14 мм. Кабель снижения — с волновым сопротивлением 75 Ом.

Рис. 13.24

Синфазные антенны

Синфазные антенны состоят из нескольких параллельно включенных антенных полотен, имеют высокий коэффициент усиления и применяются при малой напряженности поля в месте приема (на границе и за пределами зоны обслуживания телевизионным вещанием).

Двухэтажная антенна (рис. 13.25) состоит из двух антенных полотен «волновой канал», разнесенных по вертикали для уменьшения ширины основного лепестка диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Коэффициент усиления больше, чем у одиночного полотна, на 3 дБ. Если, например, в качестве антенного полотна используется семиэлементная антенна с коэффициентом усиления 10 дБ, то коэффициент усиления двухэтажной антенны составит 13 дБ.

Верхнее полотно сдвинуто относительно нижнего по горизонтали в направлении на телецентр на расстояние $\Delta l=\lambda_{ср}/4$ ($\lambda_{ср}$ — средняя длина волны телевизионного канала), а кабель питания l_2 верхнего полотна длиннее кабеля питания l_3 нижнего полотна на $\lambda_{ср.к}/4$ ($\lambda_{ср\,к}$ — средняя длина волны телевизионного канала в кабеле). Это позволяет значительно снизить уровень побочных лепестков диаграммы направленности и увеличить

Рис. 13.25

Таблица 13.8. **Размеры и электрические параметры многоэтажных антенн «волновой канал»**

Размер, мм	Номер телевизионного канала											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
l_1	1900	1600	1240	1120	1030	560	535	515	495	475	455	440
l_2	3150	2800	2320	2160	2065	1180	1170	1160	1150	1140	1130	1120
l_3	2200	2000	1700	1600	1550	900	900	900	900	900	900	900
l_4	950	800	620	560	515	280	270	260	250	240	230	220
l_5	950	800	620	560	515	280	270	260	250	240	230	220
l_6	5000	4300	3500	3200	3000	1600	1600	1600	1600	1600	1600	1600
h	2860	2420	1875	1705	1370	840	810	775	740	720	690	660
Δl	1430	1210	940	850	785	420	405	390	370	360	345	330

помехозащищенность антенны при сохранении синфазности излученных этажами сигналов.

Антенные полотна изготовляют согласно рис. 13.19 и табл. 13.3—13.6. Разнос полотен по вертикали h, сдвиг по горизонтали Δl, а также длины кабелей междуэтажных соединений указаны в табл. 13.8. Все кабели — с волновым сопротивлением 75 Ом.

Четырехэтажная антенна (рис. 13.26) состоит из четырех антенных полотен «волновой канал», разнесенных по вертикали. Коэффициент усиления антенны больше, чем у одиночного полотна, на 6 дБ. Антенные полотна изготовляют согласно рис. 13.19 и табл. 13.3—13.6. Разнос полотен по вертикали h и длины кабелей междуэтажных соединений указаны в табл. 13.8. Все кабели — с волновым сопротивлением 75 Ом.

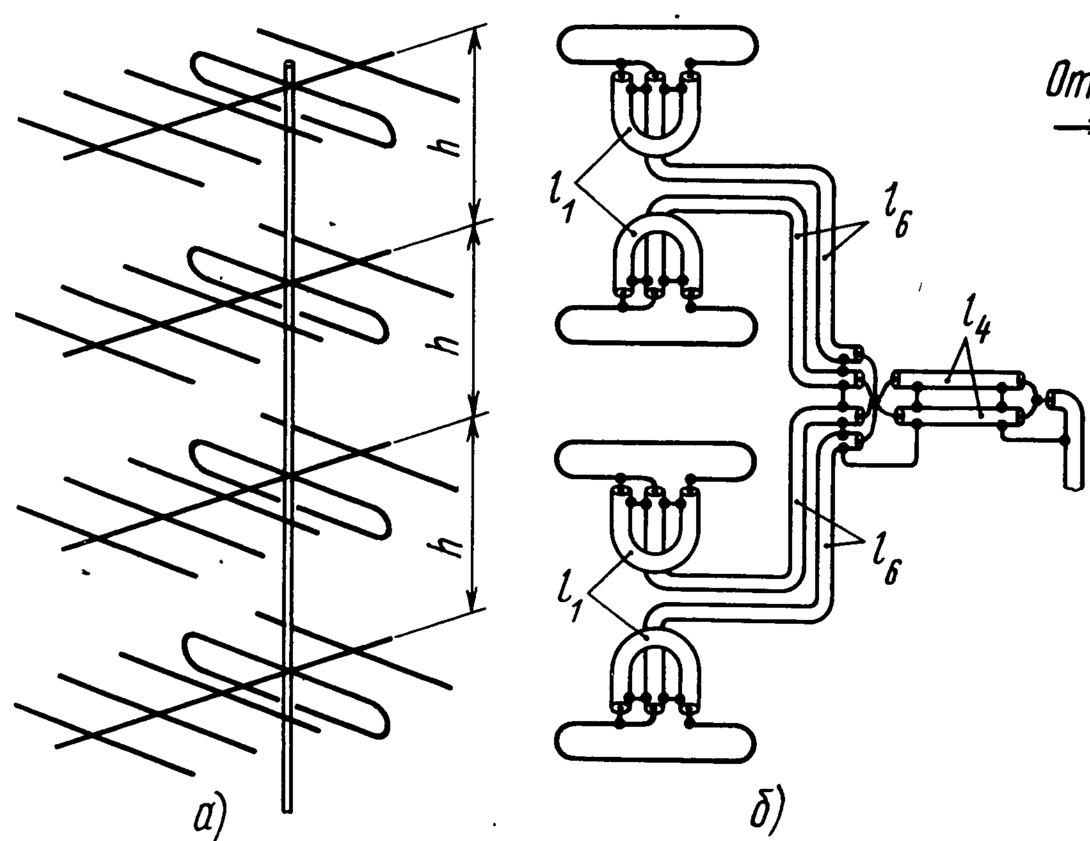


Рис. 13.26

В синфазных антеннах кабели питания полотен должны подключаться строго одинаково: внутренние проводники всех кабелей либо к левым, либо к правым зажимам вибраторов.

Подключение двух телевизоров к общей антенне

Для подключения двух телевизоров к индивидуальной антенне или к абонентскому отводу коллективной антенны при любом сочетании каналов с 1-го по 12-й можно воспользоваться либо согласователем на резисторах, либо распределительным телевизионным устройством на два направления — РТУ-2 промышленного изготовления, которые обеспечивают равное деление мощности между телевизорами и согласование фидера.

Согласователь на резисторах (рис. 13.27) состоит из трех резисторов R_1 — R_3 любой мощности по 27 Ом каждый, включенных по схеме звезды. Ослабление телевизионного сигнала, вносимое

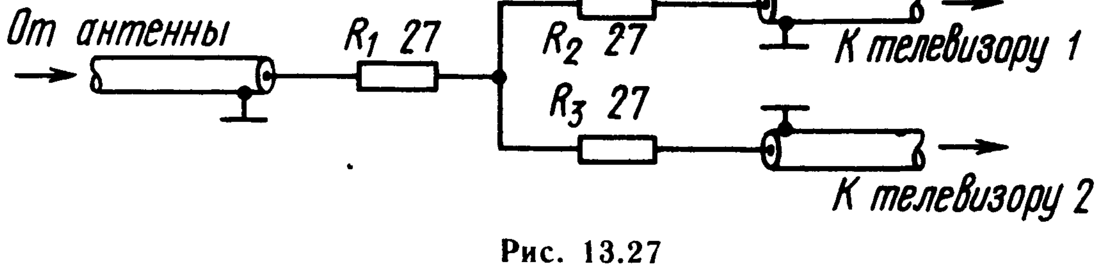


Рис. 13.27

согласователем, составляет 6—7 дБ (2—2,2 раза по напряжению). При отключении антенного штеккера от входного гнезда одного из телевизоров нужно подключить к штеккеру (между штырем и корпусом) резистор 75 Ом, так как в противном случае может ухудшиться качество приема на другом телевизоре из-за появления на его экране повторных изображений.

Распределительное телевизионное устройство РТУ-2 представляет собой малогабаритный проволочный направленный ответвитель, имеющий вход для подключения антенного кабеля и два развязанных выхода, к которым подключаются кабели, идущие к телевизорам. Ослабление телевизионного сигнала, вносимое устройством, составляет 3—4 дБ (1,4—1,6 раза по напряжению). Основные преимущества по сравнению с согласователем на резисторах — меньшее вносимое ослабление и отсутствие необходимости подключения резистора 75 Ом к антенному штеккеру, отсоединенному от одного из телевизоров.

Согласователь на резисторах и распределительное устройство РТУ-2 соединяют с антенной и телевизорами с помощью кабелей с волновым сопротивлением 75 Ом.

Подключение к телевизору антенн разных каналов

Для подключения к телевизору двух антенн разных каналов можно воспользоваться либо фильтром сложения, либо распределительным устройством РТУ-2.

Таблица 13.9. **Данные элементов фильтра сложения**

Комбинация телевизионных каналов	Данные катушек									Емкость конденсаторов, пФ		
	L_1, L_2			L_3			L_4, L_5					
	Индуктивность, мкГн	Число витков	Диаметр каркаса, мм	Индуктивность, мкГн	Число витков	Диаметр каркаса, мм	Индуктивность, мкГн	Число витков	Диаметр каркаса, мм	C_1, C_2	C_3	C_4, C_5
Любой канал или группа каналов с 1-го по 5-й с любым каналом или группой каналов с 6-го по 12-й	0,05	2	5	0,08	3	5	0,39	11	5	12	20	12
Каналы 1 и 3	0,09	3	6	0,16	5	6	0,23	7	6	47	33	39
Каналы 2 и 4	0,08	3	5	0,14	5	5	0,20	7	5	47	30	36
Каналы 2 и 5	0,08	3	5	0,16	6	5	0,14	5	5	43	30	43

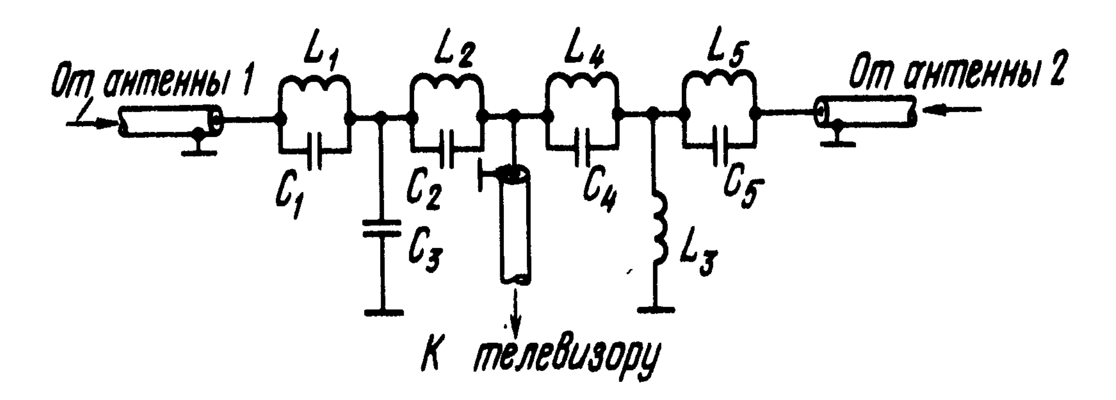


Рис. 13.28

Фильтр сложения (рис. 13.28) представляет собой комбинацию фильтров верхних и нижних частот. Данные элементов фильтра приведены в табл. 13.9. Фильтр монтируют в металлической коробке с крышкой. Катушки — однослойные, намотка — сплошная проводом ПЭВ-1 или ПЭВ-20,67. Каркасы изготовляют из полистирола или органического стекла. Катушки L_1, L_2, L_4, и L_5 наматывают на общем каркасе (расстояние между краями катушек — не менее 15 мм) катушку L_3 — на отдельном каркасе. Конденсаторы типа КТ или КД с любым ТКЕ. Ослабление сигнала в фильтре сложения не превышает 1 дБ.

При использовании распределительного устройства РТУ-2 для подключения к телевизору двух антенн разных каналов (при любом сочетании каналов с 1-го по 12-й) кабели снижений антенн нужно подсоединить к выходам, а кабель, идущий к телевизору, — ко входу. Развязка между антеннами составляет 12—15 дБ, ослабление сигнала — (3—4) дБ.

Установка и ориентирование антенн

Место установки приемной антенны желательно выбрать так, чтобы она не была закрыта близко расположенными зданиями от прямого сигнала телецентра. Устанавливать антенну нужно ближе к коньку крыши, на расстоянии не менее 2—3 м от других антенн, стоек радиотрансляционных сетей, вентиляционных коробов и других выступающих над кровлей конструкций здания.

Приемную антенну нужно ориентировать на передающую антенну телецентра, что обеспечивает наибольший уровень сигнала на входе телевизора. Если при этом на экране телевизора будут наблюдаться значительные повторные контуры, то антенну нужно повернуть в ту или иную сторону до положения, в котором повторные контуры не будут существенно ухудшать качество изображения. В тех случаях, когда ослабить повторные контуры не удается, нужно применить антенну с более острой диаграммой направленности.

13.6. АНТЕННЫ ДЛЯ ПРИЕМА РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕДАЧ

Прием радиовещательных передач на УКВ с частотной модуляцией ведется с помощью симметричных вибраторов (см. рис. 13.12) или направленных антенн «волновой канал». Длина симметричного вибратора должна определяться для средней частоты $f_{ср} = 70$ МГц. Размещение вибраторов антенн «волновой канал», показано на рис. 13.19, *а*, *б*, размеры — в табл. 13.3 и 13.4.

Прием радиовещательных передач на ДВ, СВ и КВ ведется с помощью антенны в виде вертикального или наклонного провода (рис. 13.29, *а*). Для увеличения действующей высоты верхний конец антенны должен обладать емкостью относи-

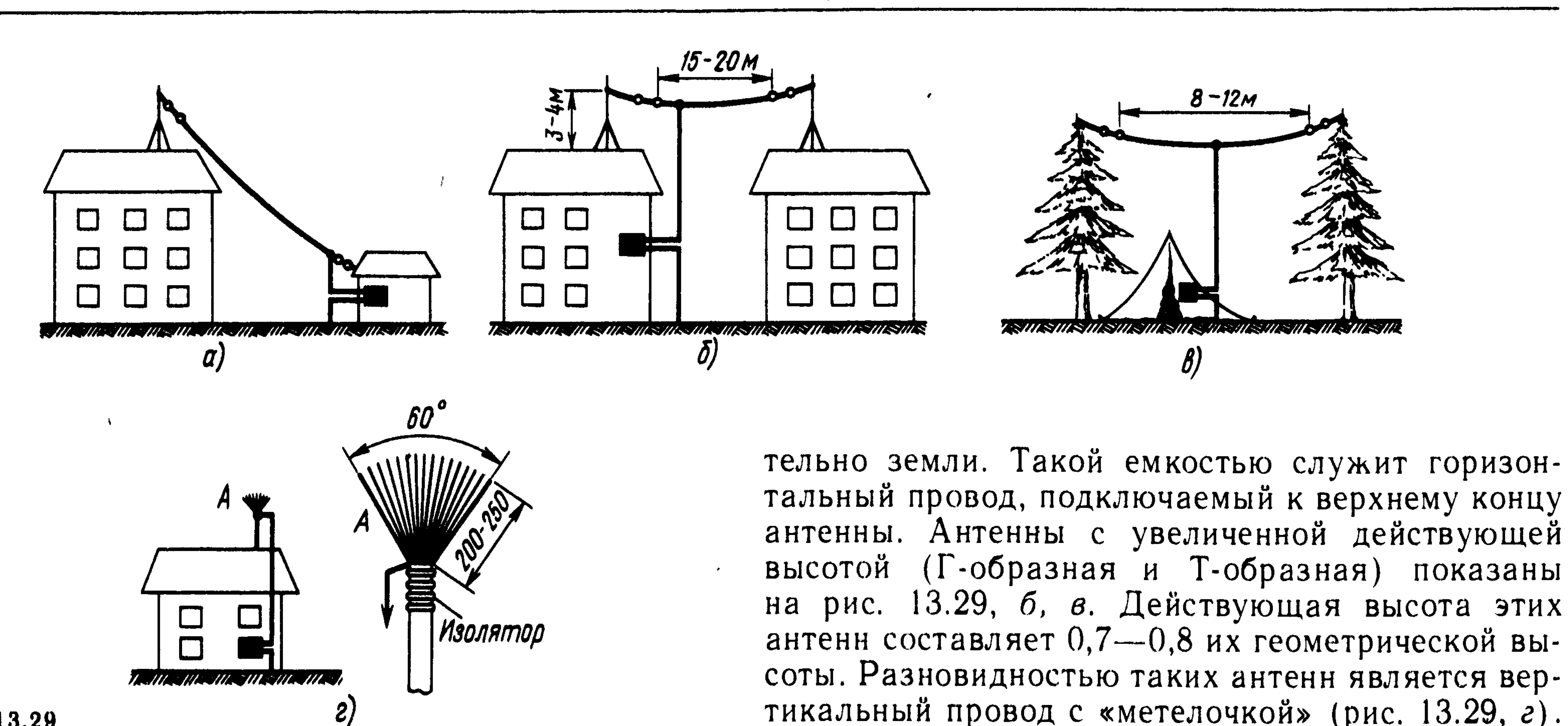


Рис. 13.29

тельно земли. Такой емкостью служит горизонтальный провод, подключаемый к верхнему концу антенны. Антенны с увеличенной действующей высотой (Г-образная и Т-образная) показаны на рис. 13.29, *б, в*. Действующая высота этих антенн составляет 0,7—0,8 их геометрической высоты. Разновидностью таких антенн является вертикальный провод с «метелочкой» (рис. 13.29, *г*).

13.7. АНТЕННЫ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОСТАНЦИЙ

Антенны УКВ

Для связи на УКВ в диапазоне 2 м могут быть использованы направленные антенны «волновой канал» и зигзагообразные. Расположение вибраторов антенн «волновой канал» показано на рис. 13.19, *а, б*, размеры приведены в табл. 13.3 и 13.4. Конструкция зигзагообразной антенны показана на рис. 13.22; она рассчитана на среднюю частоту 1—5 телевизионных каналов ($f_{ср}$ = 72 МГц). Для пересчета антенны на среднюю часть диапазона 2 м ($f_{ср}$ = 145 МГц) следует разделить все размеры, указанные на рис. 13.22, на коэффициент 2, равный отношению средней частоты диапазона 2 м к средней частоте телевизионных каналов с 1-го по 5-й.

Коэффициент усиления антенны можно увеличить на 2,5—3 дБ, если установить сзади антенного полотна рефлектор, состоящий из ряда разнесенных по вертикали параллельных горизонтальных проводов. Расстояние между проводами 0,25 м; расстояние между рефлектором и антенным полотном 0,55 м; общие размеры рефлектора 1,8 м (по вертикали) и 1,05 м (по горизонтали). Коэффициент усиления без рефлектора 5 дБ, с рефлектором 7,5 дБ.

Слабонаправленные антенны КВ

Слабонаправленные антенны КВ выполняют в виде проволочных вибраторов из медного или оцинкованного стального провода либо антенного канатика. Диаметр провода или канатика 2—3 мм. Основной разновидностью таких антенн, используемых для излучения и приема горизонтально-поляризованных волн, являются симметричные линейные вибраторы. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости имеет вид

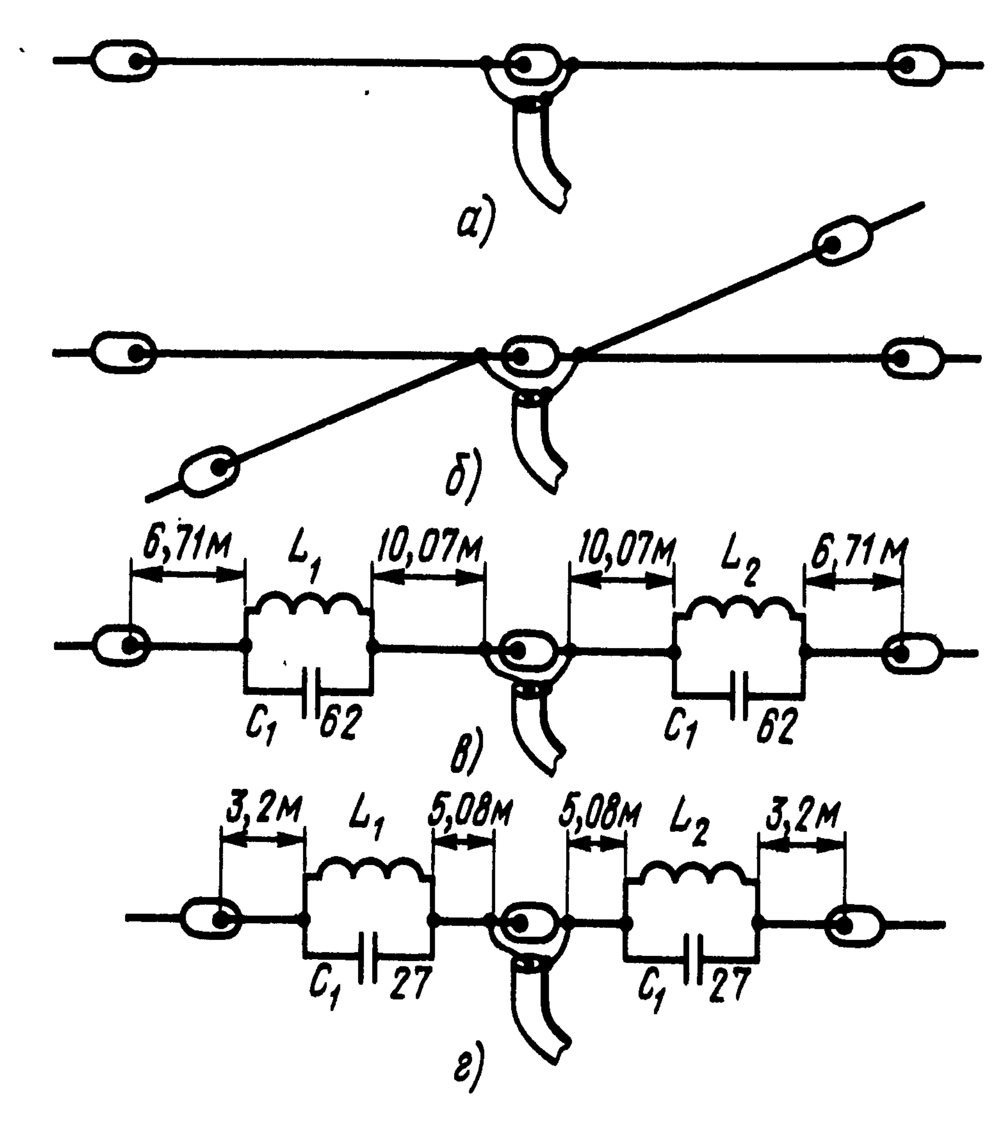


Рис. 13.30

«восьмерки», что обеспечивает связь в противоположных направлениях в секторах азимутальных углов ±60° относительно перпендикуляра к продольной оси вибратора.

Полуволновый вибратор (рис. 13.30, *а*) может работать в одном из КВ диапазонов. Полная длина вибратора [м] $l = 142{,}5/f_{ср}$, где $f_{ср}$ — средняя частота диапазона, МГц.

Концы вибратора крепят через изоляторы к мачтам из деревянных столбов либо из металлических или асбоцементных труб. При отсутствии специальных изоляторов можно воспользоваться роликами, применяемыми для электропроводки. Концы вибратора можно крепить также к ограж-

дению крыши, деревьям и другим местным предметам. При креплении к деревьям нужно следить, чтобы ветви и листва не касались проводов вибратора.

Для подъема и крепления вибратора в верхней части каждой из мачт устанавливают блоки, через которые перекидывают стальные тросы. Во избежание выпадения троса блок следует закрыть предохранительной скобой. Длина каждого троса должна несколько превышать удвоенную высоту мачты. После установки мачт тросы крепят через изоляторы к концам вибратора. Подъем вибратора проводится попеременным подтягиванием тросов. На свободных концах тросов следует закрепить грузы (противовесы), которые будут удерживать вибратор в натянутом состоянии без значительного провисания. При осмотре и ремонте вибратор можно легко опустить и снова поднять.

Описанный способ пригоден для подъема и крепления любых КВ антенн.

Многодиапазонная антенна из полуволновых вибраторов (рис. 13.30, *б*) может быть использована для работы в диапазонах 10, 20, 40 и 80 м. Для каждого диапазона используется отдельный вибратор, полная длина которого рассчитывается по приведенной ранее формуле. Вибраторы включают параллельно и располагают под углом друг к другу.

Параллельно включенные полуволновые вибраторы диапазонов 10, 20, 40 и 80 м мало шунтируют друг друга, так как более длинные вибраторы работают на резонансных частотах более коротких вибраторов в режиме четных (волновых) резонансов и имеют высокое входное сопротивление, а более короткие вибраторы имеют на резонансных частотах более длинных вибраторов также высокое входное сопротивление (емкостного характера). Поэтому существенного ухудшения согласования вибраторов на их резонансных частотах не происходит.

К антенне можно подключить также и вибратор диапазона 15 м, однако он будет работать с пониженным КБВ. Кроме того, при этом ухудшится согласование вибратора диапазона 20 м.

Многодиапазонная антенна с заградительными фильтрами W3DZZ (рис. 13.30, *в*) может работать в диапазонах 10, 15, 20, 40 и 80 м.

Антенна представляет собой симметричный вибратор, в плечи которого включены заградительные фильтры, настроенные на среднюю частоту диапазона 40 м ($f_{ср}$ = 7,05 МГц.) На частоте настройки заградительные фильтры имеют большое сопротивление и ток во внешних отрезках проводников практически отсутствует. Как излучатель работают только внутренние отрезки проводников, суммарная длина которых составляет половину длины волны диапазона 40 м; поэтому антенна работает в диапазоне 40 м как полуволновый вибратор. В диапазоне 80 м фильтры работают как удлиняющие катушки, в результате чего эквивалентная длина вибратора в этом диапазоне также составляет $\lambda/2$. В диапазонах 20, 15 и 10 м фильтры работают как укорачивающие конденсаторы и эквивалентная длина вибратора соответственно составляет 3 $\lambda/2$, 5 $\lambda/2$ и 7 $\lambda/2$.

Режим нечетного резонанса, в котором работает вибратор во всех диапазонах, выгоден с точки зрения согласования вибратора, так как входное сопротивление (75—120 Ом) близко к волновому сопротивлению кабеля ($z_в$=75 Ом), что позволяет получить высокий КБВ в кабеле.

Емкость конденсаторов C_1 62 пФ, индуктивность катушек L_1 и L_2 8,3 мкГн (диаметр катушек 50 мм, провод ПЭВ-2 1,5, длина намотки 80 мм, шаг 4 мм). После изготовления фильтры нужно точно настроить на частоту 7,05 МГц с помощью гетеродинного измерителя резонанса. Элементы фильтров должны быть защищены от воздействия влаги и атмосферных осадков.

Укороченная многодиапазонная антенна с заградительными фильтрами W3DZZ (рис. 13.30, *г*) может работать в диапазонах 10, 20 и 40 м. Фильтры настроены на среднюю частоту диапазона 20 м ($f_{ср}$=14,2 МГц). Емкость конденсаторов C_1 27 пФ, индуктивность катушек L_1 и L_2 4,7 мкГн.

Диполь Надененко (рис. 13.31) — широкополосный вибратор, работающий в трехкратной полосе частот. Может быть использован в диапазонах 10, 15 и 20 м; 15, 20 и 40 м; 40 и 80 м. Половины вибратора выполнены из 6—8 проводников из медной или оцинкованной стальной проволоки либо из антенного канатика ∅ 2—3 мм. Для придания вибратору необходимой жесткости проводники натянуты на кольца, выполненные из металлических труб или прутков.

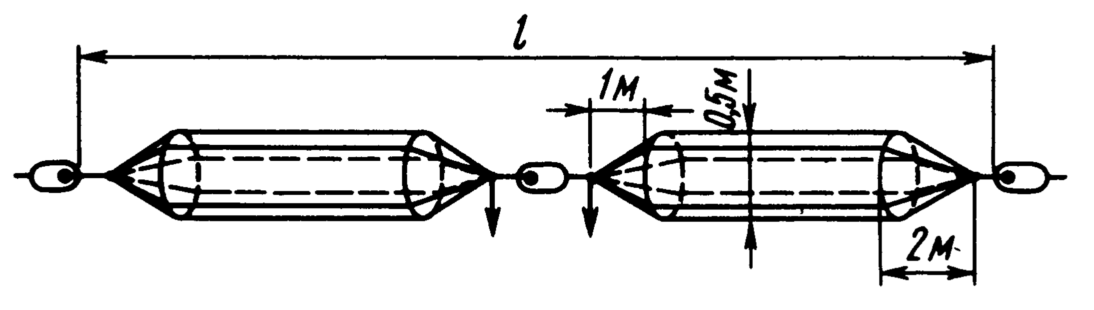


Рис. 13.31

Полная длина вибратора [м] l = 136/$f_{ср}$, где $f_{ср}$ — средняя частота самого длинноволнового рабочего диапазона [МГц]. Например, если вибратор предназначен для работы в диапазонах 10, 15 и 20 м, то $f_{ср}$=14,2 МГц (средняя частота диапазона 20 м) и длина вибратора должна составлять 136/14,2, т. е. 9,6 м.

Входное сопротивление меняется в трехкратной полосе частот от 50—60 Ом на нижней частоте до 400—500 Ом на верхней частоте. В качестве фидера обычно используется двухпроводная воздушная линия с $z_в$=300 Ом. При этом КБВ в фидере меняется от 0,2—0,25 до 0,5—0,6.

Штырь с противовесом (рис. 13.32) — антенна вертикальной поляризации с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости и прижатой к земле в вертикальной плоскости, что делает ее эффективной при установлении дальних связей.

Антенна, рассчитанная на диапазон 20 м, может быть использована и в диапазоне 15 м, а рассчитанная на диапазон 15 м — в диапазонах 10 и 20 м.

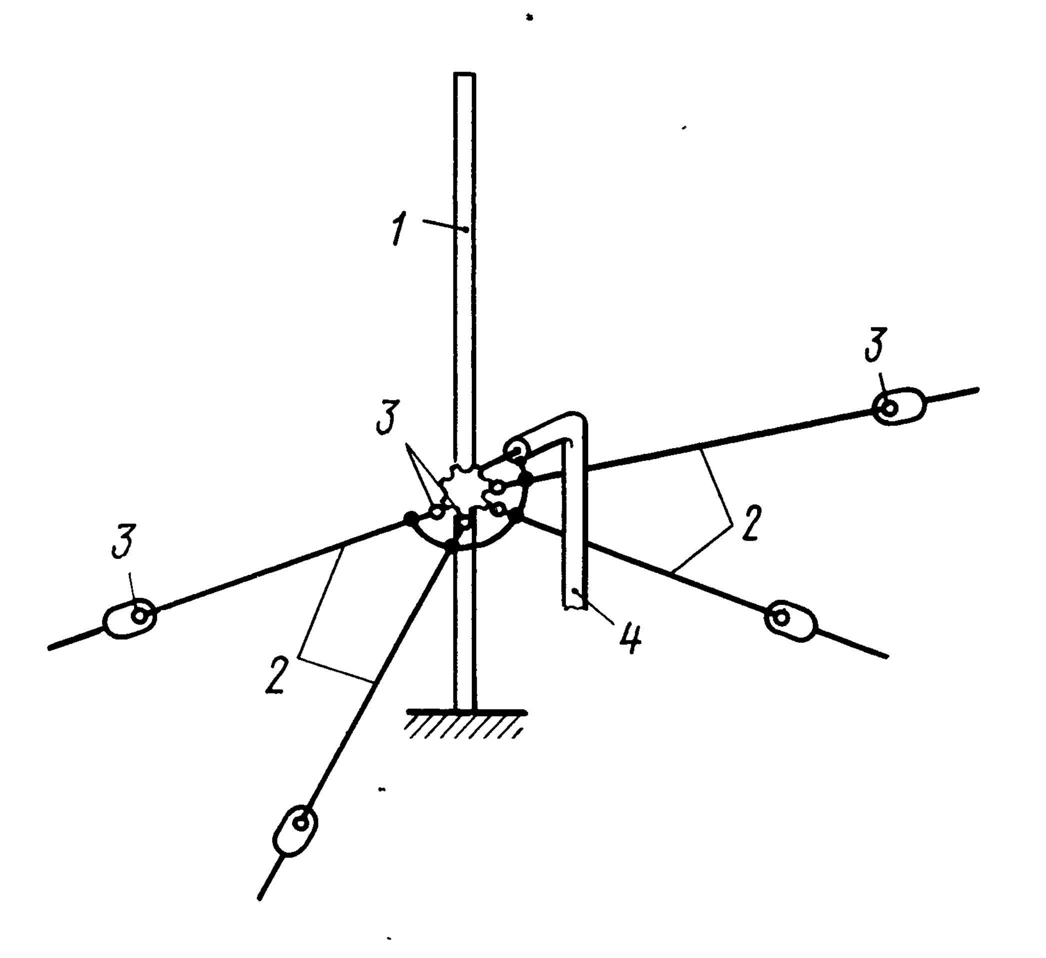


Рис. 13.32

Антенна представляет собой четвертьволновый вертикальный штырь *1* с противовесом *2*. Штырь выполняется из дюралюминиевой или стальной оцинкованной трубы. Диаметр антенны диапазона 10 м составляет 15—20 мм, 15 м — 20—30 мм, 20 м — 30—40 мм и 40 м — 50—80 мм. Штырь крепится на изоляционном основании. От основания натягивают четыре изолированных противовеса из антенного канатика. Крепление противовеса выполняется с помощью изоляторов *3*. В горизонтальной плоскости провода противовеса располагают через 90°, а в вертикальной плоскости угол между штырем и проводами противовеса может быть от 90 до 140°.

Входное сопротивление антенны 30—40 Ом. Фидером служит кабель *4* с $z_в = 50$ Ом, что обеспечивает хорошее согласование антенны с фидером. Допустимо использование кабеля с $z_в = 75$ Ом.

Длина штыря и каждого провода противовеса [м] $l = 71/f_{ср}$, где $f_{ср}$ — средняя частота основного диапазона, на который рассчитывается антенна, МГц.

Направление антенны КВ

Направленные антенны имеют высокий коэффициент усиления и позволяют при использовании их в качестве приемных увеличить уровень сигнала на входе приемника и повысить помехоустойчивость приема, а в качестве передающих — увеличить напряженность поля у корреспондента, что облегчает установление дальних связей. При их установке и ориентировании следует учитывать возможные направления на корреспондентов. Для обеспечения связи в широком секторе азимутальных углов применяют поворотные антенны.

V-образная антенна (рис. 13.33) — направленная многодиапазонная антенна, которая дает возможность работать в диапазонах 10, 15, 20 и 40 м. Состоит из двух проводников длиной l, расположенных параллельно земле под определенным углом φ («угол раскрыва»). Каждый из проводников представляет собой излучающий провод с бегущей волной тока, пространственная диаграмма направленности которого имеет воронкообразную форму (на рис. 13.33 пунктиром показано сечение диаграммы горизонтальной плоскостью). При увеличении отношения l/λ угол между осями лепестков и проводником уменьшается, т. е. лепестки «прижимаются» к проводнику. Угол раскрыва φ выбирается так, чтобы внутренние лепестки диаграммы направленности были параллельны друг другу. В этом случае главный лепесток диаграммы направлен вдоль биссектрисы угла раскрыва и коэффициент усиления оказывается максимальным.

Чем больше длина проводника l, тем выше коэффициент усиления, однако при этом возрастает площадь, необходимая для размещения антенны. На практике принимают $l = 4{,}5\ \lambda$ для диапазона 15 м ($\lambda = 14{,}2$). В этом случае $l = 63{,}5$ м; $\varphi = 47°$. Коэффициент усиления в диапазоне 10 м — 8 дБ, 15 м — 6,5 дБ, 20 м—5,5 дБ, 40 — 2,5 дБ. В принципе антенна таких размеров

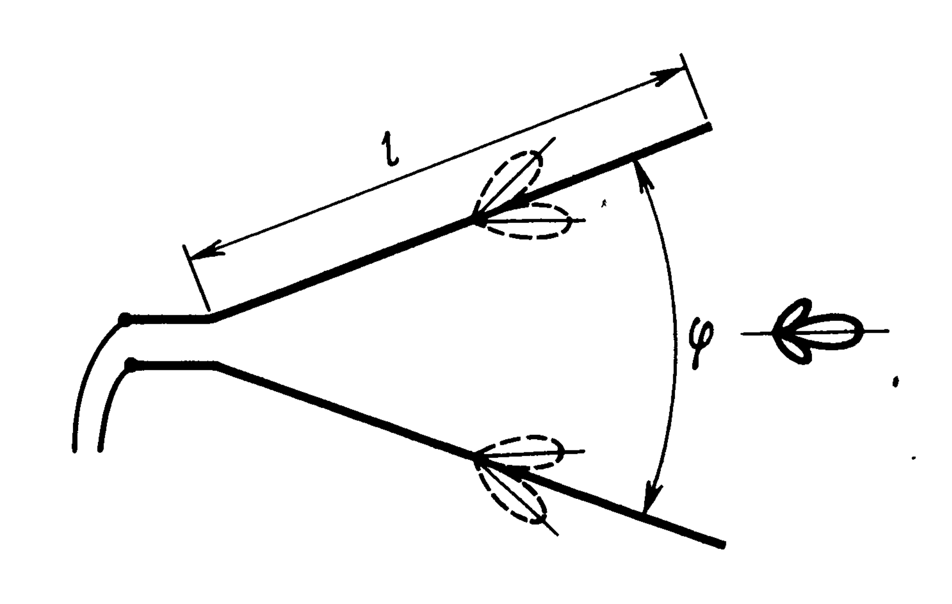


Рис. 13.33

может быть использована и в диапазоне 80 м, но ее коэффициент усиления в этом диапазоне будет меньше (около 1,5 дБ). Высота подвеса — около 20 м. При этом угол наклона главного лепестка диаграммы направленности в вертикальной плоскости в диапазонах 10, 15, 20 и 40 м составляет 10—20°, что дает возможность проводить дальние связи.

В качестве фидера используется воздушная двухпроводная линия с $z_в = 600$ Ом.

Антенна «двойной квадрат» (рис. 13.34) — направленная проволочная антенна, работающая в диапазонах 10, 15 и 20 м. Антенна состоит из рамки *1*, являющейся активным вибратором и рамки *2*, являющейся рефлектором. К рамке *2* подключен двухпроводный шлейф *3* ($z_в = 300$ Ом) с подвижной короткозамыкающей перемычкой. Настройка антенны состоит в регулировке длины шлейфа по минимуму побочных лепестков. Коэффициент усиления антенны — около 5 дБ, уровень побочных лепестков 12—15 дБ.

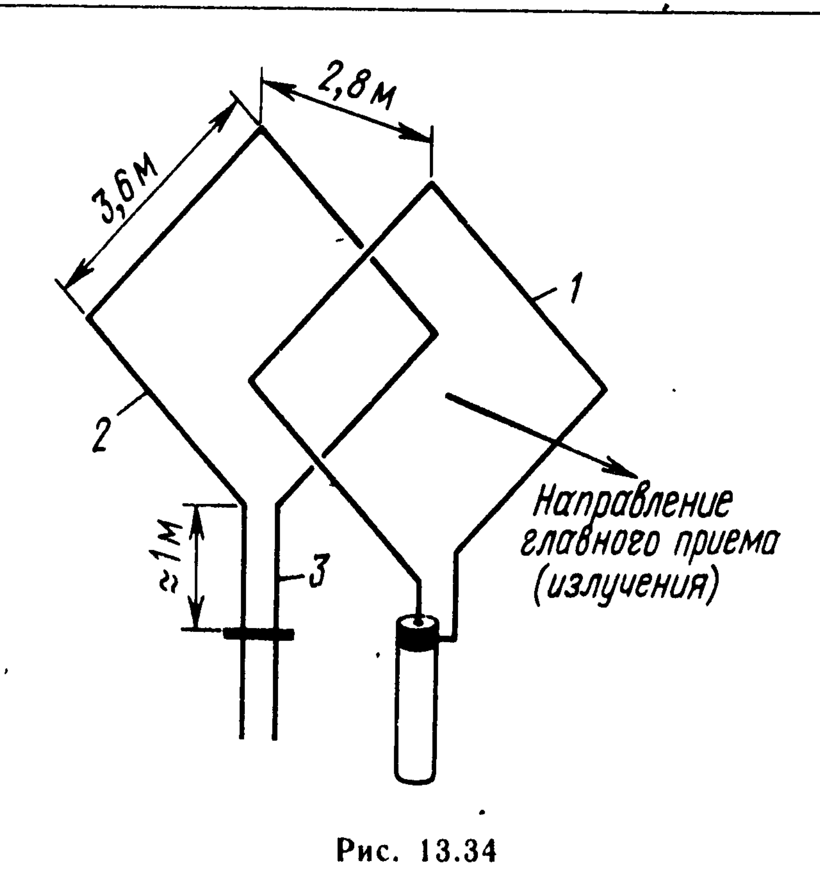


Рис. 13.34

Антенны СВ

В диапазоне СВ (диапазон 160 м) применение антенн с горизонтальной поляризацией встречает затруднения. Поднять антенну на большую высоту (около полуволны или более), необходимую для концентрации излучения под небольшими углами к горизонту для обеспечения дальних связей, практически невозможно. Поэтому в диапазоне 160 м используются в основном антенны вертикальной поляризации с прижатым к земле главным лепестком диаграммы направленности. Основная разновидность таких антенн — несимметричные вертикальные вибраторы (линейные или петлевые), укороченные по сравнению с четвертью длины волны с помощью катушки, включенной у основания вибратора, или емкости, включенной на его конце.

Укороченный несимметричный петлевой вибратор (рис. 13.35) один из распространенных вариантов антенны вертикальной поляризации для диапазона 160 м. Состоит из вертикальной части — собственно излучателя и горизонтальной части — емкостной нагрузки, обеспечивающей эквивалентное удлинение вибратора до четверти длины волны. Волновое сопротивление двухпроводной линии, образующей излучатель и емкостную нагрузку, 300 Ом. **Фидерная линия** — **кабель** с волновым сопротивлением 50 или 75 Ом. Число проводов заземления — не менее четырех, длина

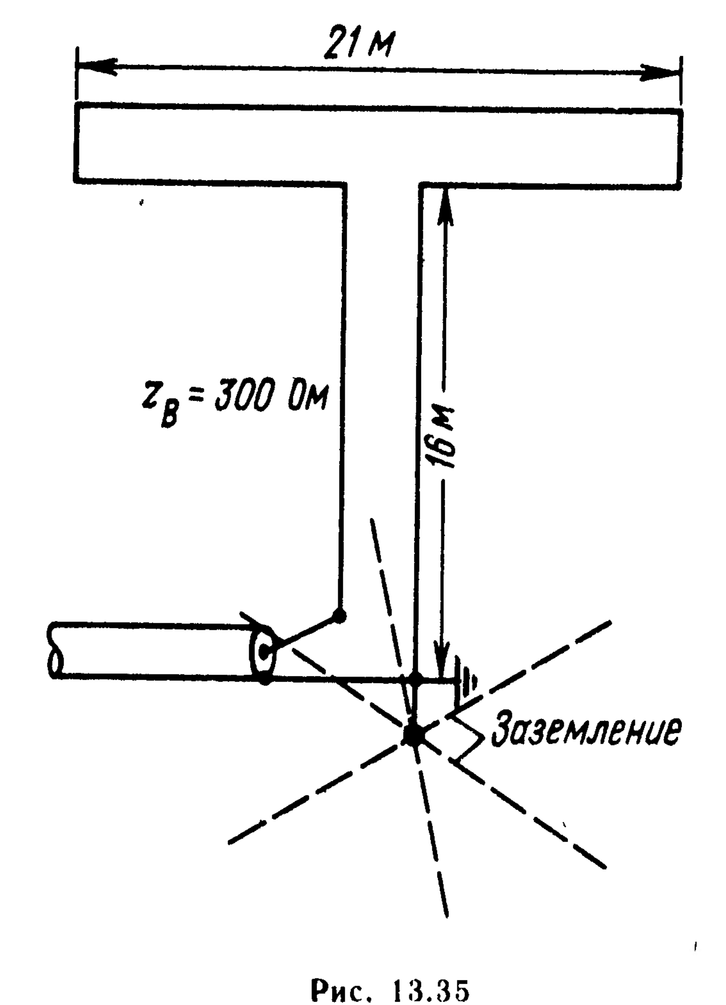


Рис. 13.35

каждого — не менее 15—20 м, диаметр провода 1,5—2 мм. Провода следует закопать в землю на глубину 0,3—0,5 м.

Если выполнить заземление указанным образом затруднительно, то можно использовать водопроводные трубы.

13.8. МОЛНИЕЗАЩИТА И ЗАЗЕМЛЕНИЕ АНТЕНН

Телевизионная антенна на заземленной металлической кровле. Если мачта металлическая, то нужно соединить ее верхнюю часть с экранами кабелей и с точкой нулевого потенциала антенны (при наличии у антенны такой точки), а нижнюю часть — с кровлей. У петлевого вибратора точка нулевого потенциала находится в середине неразрезанной трубки, у линейного — в середине короткозамыкающей перемычки симметрирующего мостика.

Если мачта деревянная, то нужно подключить к точке нулевого потенциала антенны медный или стальной провод токоотвода диаметром 3—4 мм, соединив с той же точкой оплетки кабелей, проложить провод вдоль мачты (к мачте провод крепится скобками или бандажами) и соединить его с кровлей.

Телевизионная антенна на неметаллической кровле. Если мачта металлическая, то нужно соединить ее врехнюю часть с оплетками кабелей и с точкой нулевого потенциала антенны. К нижней части подключить провод токоотвода, проложить его вдоль стены здания и заземлить, уложив по дну траншеи на глубине 0,5—0,8 м. Длина горизонтального (заземляющего) луча должна быть: для глины — не менее 2 м, суглинка — 4 м, чернозема — 6 м, песка — 12—15 м. После укладки провода траншею засыпать. Если мачта деревянная, то нужно подключить к точке нулевого потенциала антенны провод токоотвода, соединив с той же точкой оплетки кабелей, проложить провод вдоль мачты и стены здания и заземлить, как было указано.

Для увеличения надежности молниезащиты можно выполнять заземление в виде двух или нескольких лучей из провода ∅ 3—4 мм или полосового железа шириной 10—20 мм и толщиной 4—5 мм (длина лучей от 2 до 15 м в зависи-

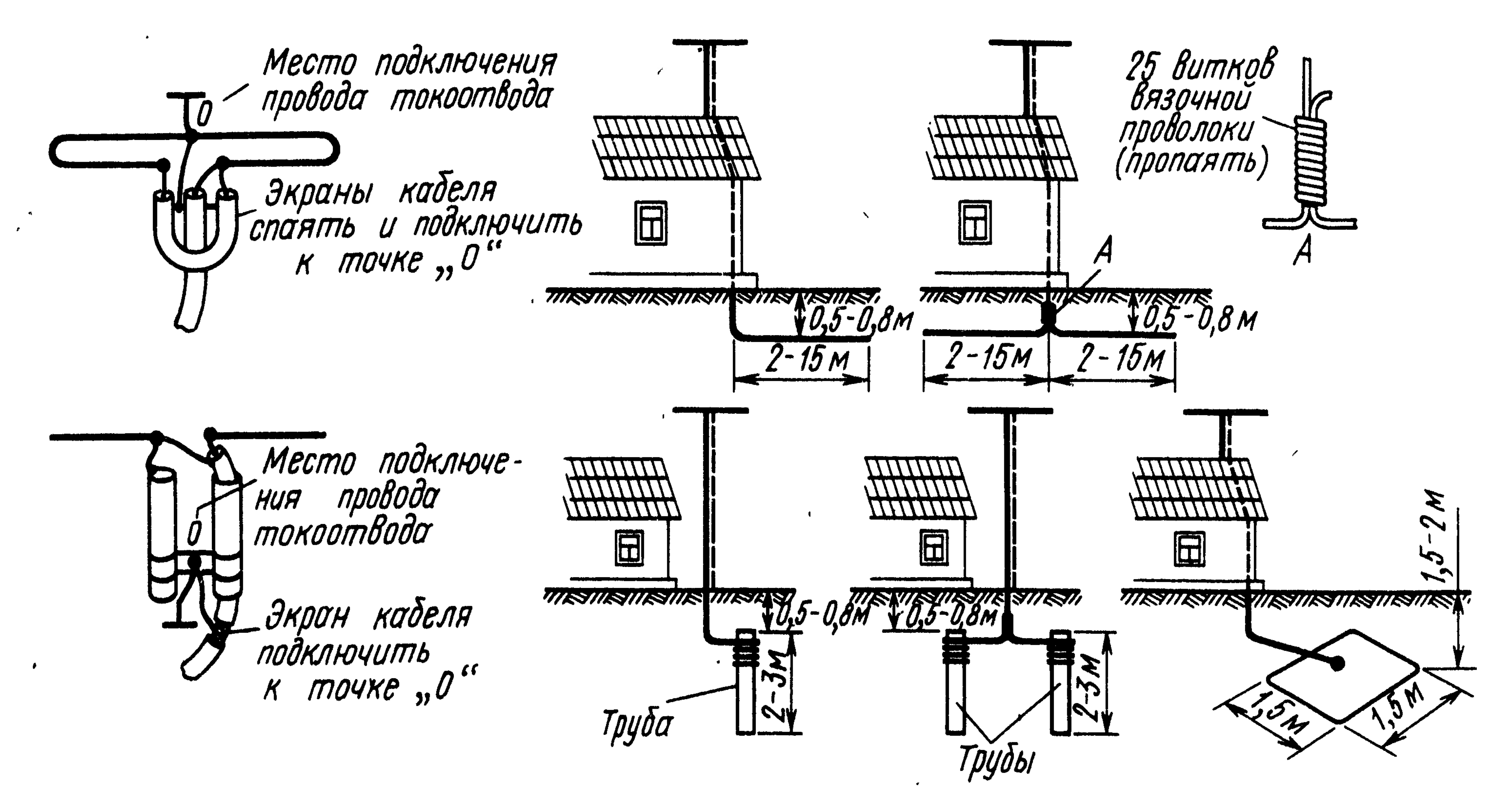


Рис. 13.36

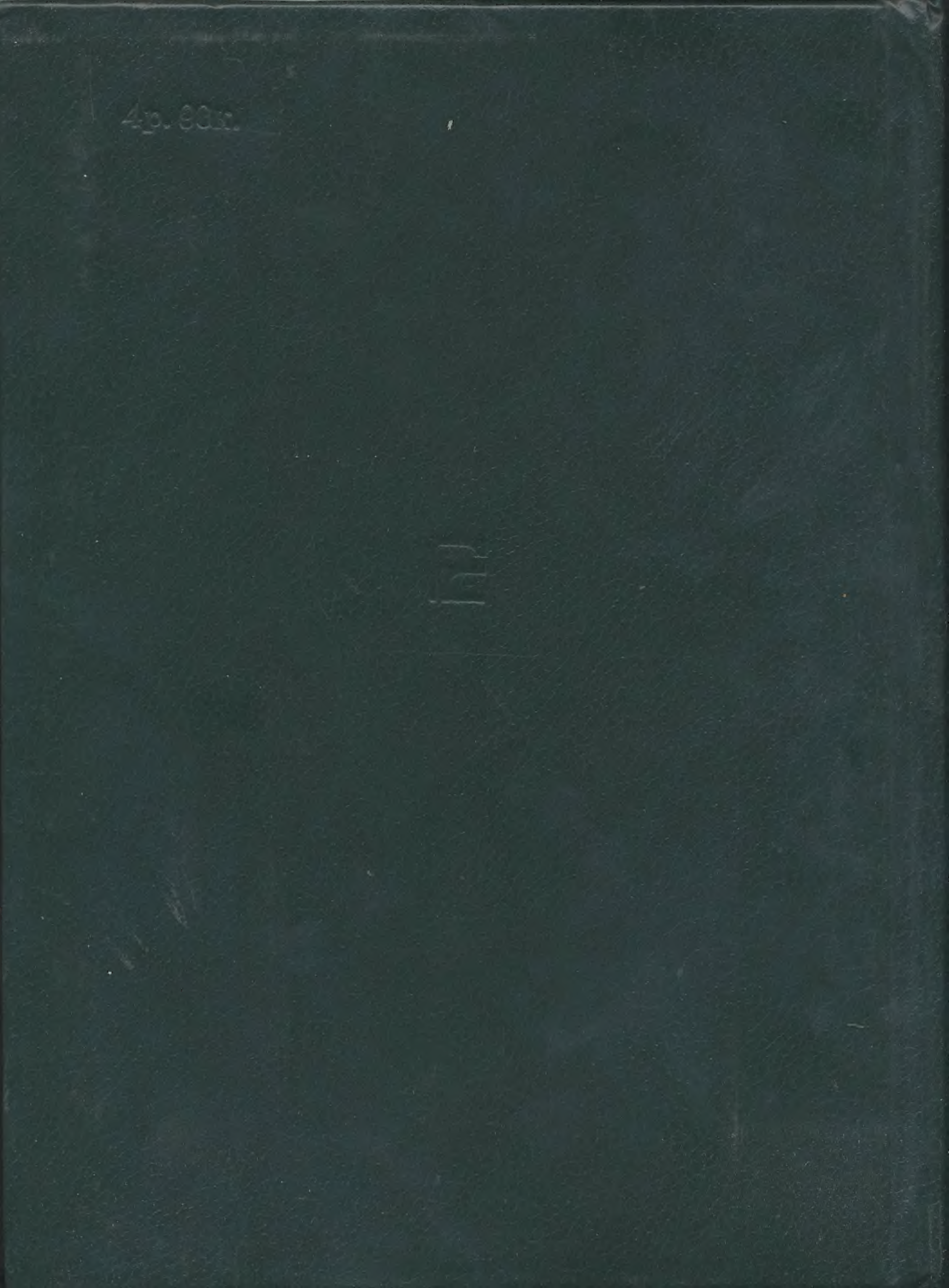
мости от типа почвы). Можно использовать также газовые трубы длиной 2—3 м, лист большой площади и т. д. Все соединения должны выполняться надежно, с помощью паек, сварки или путем зажима под болт. Места соединений покрывают асфальтовым лаком. Поверхность заземляющих электродов должна быть очищена от краски, лаков и т. д.

Устройство различных систем молниезащиты и заземления показано на рис. 13.36.

Грозовые переключатели. Для защиты радиовещательных приемников, подключенных к наружной антенне, от атмосферного электричества применяют грозовые переключатели. К среднему зажиму переключателя подключают антенну, к крайним — соответственно приемник и заземление. При приближении грозы переключатель переводится в положение, соответствующее заземлению антенны, приемник выключают, антенный штеккер вынимают из гнезда приемника. В качестве заземления можно использовать трубу центрального отопления. В месте подключения заземляющего провода трубу нужно очистить от ржавчины и краски, место подключения провода следует закрасить.

Подключать заземляющий провод к газовым трубам нельзя.

СОДЕРЖАНИЕ


4р. 60к.